

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
ІМЕНІ АДМІРАЛА МАКАРОВА

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

*Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису*

Вінниченко Ірина Леонідівна

УДК 621.314.58

ДИСЕРТАЦІЯ

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНИХ
ІНВЕРТОРІВ З ЧАСО-ІМПУЛЬСНИМ КЕРУВАННЯМ

Спеціальність 05.09.12 – Напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ І.Л. Вінниченко

Науковий керівник

Павлов Геннадій Вікторович,
докт. техн. наук, професор

Миколаїв – 2018

АНОТАЦІЯ

Вінниченко І.Л. Перетворювачі частоти на основі резонансних інверторів з часо-імпульсним керуванням. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.09.12 «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії». – Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв; Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, 2018.

Дисертаційну роботу присвячено подальшому розвитку теорії перетворювачів частоти з проміжною високочастотною резонансною ланкою та часо-імпульсним керуванням, які дозволяють забезпечити підвищення енергетичної ефективності з одночасним забезпеченням електромагнітної сумісності перетворювача зі споживачем та мережею при широкому діапазоні зміни навантаження.

Значна частка електроенергії споживається у перетворювальному вигляді, тому підвищення енергоефективності перетворювачів електроенергії є актуальною задачею. Також не менш вагомою проблемою є електромагнітна сумісність (ЕМС) джерел живлення із мережею та стороннім обладнанням, робота якого може порушитись при наявності електромагнітного випромінювання певного частотного діапазону. Одним з напрямків вирішення цих проблем в області силової перетворювальної техніки є використання удосконалених схем перетворювачів частоти (ПЧ) і застосування ефективних алгоритмів для управління ними. Зокрема, використання перетворювачів частоти в якості вторинних джерел живлення є ефективним рішенням для покращення експлуатаційних характеристик, масогабаритних показників та енергоефективності електрообладнання, що працює на підвищеній частоті, що особливо важливо для рухомих або автономних об'єктів, зокрема, водного та

повітряного транспорту. Проблеми підвищення енергоефективності та електромагнітної сумісності перетворювачів частоти ефективно вирішуються застосуванням явища резонансу при їх проектуванні.

Таким чином, зниження втрат перемикання в перетворювачах частоти з одночасним забезпеченням широкого діапазону керування параметрами вихідної напруги є актуальною задачею, вирішення якої дозволить підвищити енергоефективність пристрою при забезпеченні задовільного рівня його електромагнітної сумісності з мережею та споживачами.

В роботі проведено аналіз існуючих перетворювачів частоти, їх схем та способів регулювання вихідної напруги, який показав, що синусоїдну напругу із досить стабільною амплітудою найбільш просто забезпечити методами імпульсного регулювання, а зниження динамічних втрат та забезпечення електромагнітної сумісності забезпечується реалізацією принципів перемикання при нульовому значенні струму або напруги силових транзисторів. Використання принципів м'якої комутації дозволяє підвищити ККД перетворювача, уникати перенапруги на силових транзисторах при забезпеченні високої електромагнітної сумісності перетворювача із споживачем та оточуючими пристроями. Отже, базуючись на проведеному аналізі обрано структуру перетворювача частоти на основі резонансного інвертора, який дозволяє поєднати переваги м'якої комутації силових транзисторів та імпульсного регулювання вихідної напруги.

Основними науковими результатами роботи є наступні. По-перше, отримала розвиток математична модель дволанкового перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням в частині опису електромагнітних процесів за рахунок введення комутаційних послідовностей силових ключів, що дозволило отримати характеристики електромагнітних процесів в резонансному контурі та тривалості міжкомутаційних етапів, при яких забезпечується близька до синусоїдної форма високочастотних імпульсів. Також удосконалено математичну модель перетворювача частоти в частині визначення функціоналу високочастотних

імпульсів за рахунок введення співвідношень між середнім значенням напруги високочастотного імпульсу і бажаного середнього значення вихідної напруги, що дозволяє розраховувати комутаційні послідовності силових ключів для часо-імпульсної модуляції. Оцінено похибку та межі застосування визначеного функціоналу. Отримано розрахункові залежності параметрів елементів схеми, при яких забезпечується робота перетворювача в режимі мінімальних комутаційних втрат та формується вихідна низькочастотна напруга бажаної форми, амплітуди і частоти із низьким коефіцієнтом гармонік.

Розроблено закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором, який дозволяє сформувати задану форму напруги на виході з низьким коефіцієнтом гармонік. Запропоновано концепцію покращення гармонічного складу вихідної напруги шляхом зміни власної частоти резонансного контуру завдяки підключенню додаткового резонансного конденсатора в залежності від рівнів вихідних напруги чи струму. Розроблено адаптивну систему керування перетворювачем частоти, яка реалізує часо-імпульсне регулювання його вихідної напруги за розробленим законом та, в залежності від положення робочої точки зовнішньої характеристики, здійснює корекцію закону керування або дискретну зміну власної частоти резонансного контуру. Представлений алгоритм роботи адаптивної системи керування дозволяє сформувати напругу з низьким коефіцієнтом гармонік на виході перетворювача частоти не тільки в робочому діапазоні його зовнішньої характеристики, але і за його межами, що було підтверджено випробуваннями експериментального зразка резонансного перетворювача частоти.

В рамках дисертаційної роботи також проведено аналіз динамічних та статичних втрат перетворювача частоти на базі резонансного інвертора та здійснено порівняльну оцінку потужності втрат запропонованого ПЧ та перетворювача з жорсткою комутацією силових транзисторів, які показали переваги використання резонансного інвертора у складі перетворювача частоти при реалізації м'якої комутації силових транзисторів.

Проведено імітаційне моделювання перетворювача частоти, яке показало, що розроблений закон керування дозволяє синтезувати бажану форму часової характеристики вихідної напруги з низьким коефіцієнтом гармонік як для активного ($THD = 2,5 \%$) так і для активно-індуктивного ($THD = 3,43 \%$) навантаження. Імітаційне моделювання перетворювача частоти із адаптивною системою керування дозволило також перевірити доцільність зміни власної частоти резонансного контуру шляхом відмикання додаткового резонансного конденсатора з метою покращення гармонічного складу вихідної напруги при малому значенні струму навантаження чи бажаній напрузі на навантаженні, меншій за розрахункову. Використання додаткового резонансного конденсатора при запропонованому способі управління силовими ключами, дозволяє знизити коефіцієнт гармонік вихідної напруги на 1,35%.

Також автором роботи створено експериментальний зразок резонансного перетворювача частоти із мікропроцесорною адаптивною системою керування, що формує вихідну низькочастотну напругу із амплітудою $U_{out_m} = 90 \text{ В}$ та частотою 100 Гц. Експериментальні випробування перетворювача частоти із адаптивною системою керування продемонстрували розширення робочого діапазону зовнішньої характеристики на 10%.

Результати дисертаційної роботи застосовані при створенні високовольтної системи для дослідження дії розрядних струмів на процес синтезу вуглецевих наноматеріалів (Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв). У складі розробленої високовольтної системи, резонансний перетворювач дозволив розширити діапазон регулювання середньоквадратичного розрядного струму в 2 рази та більш детально дослідити вплив параметрів імпульсів розрядного струму на продуктивність синтезу нановуглецю. Теоретичні результати дисертації застосовані в навчальному процесі Національного університету кораблебудування в курсах лекцій «Комп'ютерна електроніка», «Цифрові та перетворювальні системи» та «Елементи і пристрої автоматики та систем управління» і при виконанні дипломного проектування.

Ключові слова: додатковий комутаційний блок, додатковий резонансний конденсатор, коефіцієнт гармонік, м'яка комутація силових транзисторів, перетворювачі частоти, резонансні інвертори, розрахунок параметрів елементів схеми, часо-імпульсне керування.

ABSTRACT

Vinnychenko I.L. Frequency converters based on the resonant inverters with pulse-position control. - Manuscript. Dissertation for the degree of the candidate of technical sciences (doctor of philosophy) in specialty 05.09.12 "Semiconductor power converters". – Admiral Makarov National university of shipbuilding, Mykolaiv; National technical university of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv polytechnic institute", Kyiv, 2018.

The dissertation is devoted to the further development of the theory of frequency converters with the high-frequency resonant link and pulse-position control, which allow increasing energy efficiency and ensuring the electromagnetic compatibility of the converter with the consumer and the network at the wide range of load resistance variation.

A significant share of electricity is consumed in a converted form, so increasing energy efficiency of the converters is an actual issue. The problem of the electromagnetic compatibility (EMC) of power supplies with the network and surrounding equipment, which work can be broken with the electromagnetic radiation of a certain frequency range. One of the directions of solving these problems in the field of power conversion technology is the use of advanced frequency converters circuits and the application of efficient algorithms for controlling them. Particularly, the use of the frequency converters as the secondary power supplies is an effective solution for improving performance, weight, and energy efficiency of high-frequency electrical equipment, which is especially important for mobile or autonomous vehicles, for instance, water and air transport. The problems of increase of the energy efficiency and electromagnetic compatibility of frequency converters can be effectively solved by applying resonance phenomena during their design.

Thus, reducing the switching losses in the frequency converters with the simultaneous ensuring the wide output voltage parameters control range is an actual issue, the solution of which will increase the energy efficiency of the device while

providing a satisfactory level of its electromagnetic compatibility with the network and consumers.

The analysis of existing frequency converters, their circuits and methods of output voltage regulation were carried out, which showed that sinusoidal voltage with a rather stable amplitude could be most easily provided by use of the pulse regulation methods, and the dynamic losses reduction and electromagnetic compatibility improvement could be ensured by realization of power transistor zero-current and zero-voltage switching principles. The use of soft switching commutation can increase the efficiency of the converter, avoid power transistors over-voltages while ensuring high electromagnetic compatibility of the converter with the consumers. Thus, on the basis on the analysis, the structure of the frequency converter based on the resonant inverter was chosen, which allowed combining the advantages of power transistors soft switching and pulse regulation of output voltage.

The main scientific results of the paper are as follows. First, the mathematical model of the frequency converter based on the resonant inverter with pulse-position control in the part of the electromagnetic processes description due to the introduction of power transistors switching sequences was developed, which allowed obtaining the characteristics of electromagnetic processes in the resonant circuit and the duration of the inter-commutation stages, during which close to the sinusoidal form of carrier pulses occurred. The mathematical model of the frequency converter in the part of determining the functional of carrier pulses was improved as well by introducing the relations between the mean values of the voltage carrier pulses and the desired output voltage mean value, which allowed calculating the switching sequences for pulse-position modulation. The error and limits of determined functional application were evaluated. The author obtained the calculation dependences of the circuit elements parameters, which provided the work of the converter in the minimum switching losses mode, ensuring the output low-frequency voltage of the desired form, amplitude and frequency with the low total harmonic distortion.

The law of pulse-position control of the resonant inverter was developed, which allowed forming the desired output voltage form with the low total harmonic distortion. The concept of improving the harmonic composition of the output voltage by changing the natural frequency of the resonant circuit due to the connection of an additional resonant capacitor, depending on the output voltage or current levels was proposed. The adaptive control system of the frequency converter, which implemented the output voltage pulse-position regulation according to the developed law and, depending on the position of the operating point of the load characteristic, made the correction of the control law or a discrete change in the natural frequency of the resonant circuit. The presented algorithm of the adaptive control system allowed to form the low frequency voltage curve not only in the operating range of its load characteristics, but beyond its limits as well, that was confirmed by the tests of the experimental sample of the resonant frequency converter.

Within the thesis, the analysis of dynamic and static losses of the frequency converter based on the resonant inverter was carried out and a comparative estimation of the loss power of the proposed converter and the converter, which transistors operate in the hard-switching mode. It showed the advantages of using the resonant inverter in the frequency converter in the case of power transistors soft-switching implementation.

A simulation of the frequency converter was carried out, which showed that the developed control law allowed to synthesize the desired form of the time characteristic of the output voltage with a low non-sinusoidal coefficient for both active ($THD = 2.5\%$) and active-inductive ($THD = 3.43\%$) load. The simulation of the frequency converter with the adaptive control system also made possible to check the expediency of changing the resonant circuit natural frequency by disconnecting the additional resonant capacitor in order to improve the harmonic composition of the output voltage at the small load current or the lowered desired load voltage. The use of the additional resonant capacitor allowed to reduce the output voltage total harmonic distortion by 1.35%.

Also, the author designed an experimental sample of the resonant frequency converter with the microprocessor adaptive control system, which generated the output low-frequency voltage amplitude of $U_{out_m} = 90$ V and frequency of 100 Hz. Experimental tests of the frequency converter with the adaptive control system demonstrated the extension of the operating range of the load characteristic by 10%.

The results of the dissertation were used during the design of the high-voltage system for studying the effect of discharge currents on the carbon nanomaterials synthesis process (Institute of pulse processes and technologies of the National academy of sciences of Ukraine, Mykolaiv). The theoretical results of the dissertation were used in the educational process of the Admiral Makarov National university of shipbuilding in the lecture courses "Computer electronics", "Digital and transforming systems", and "Elements and devices of automation and control systems".

Keywords: additional switching block, additional resonant capacitor, total harmonic distortion, soft switching of power transistors, frequency converters, resonant inverters, calculation of circuit elements parameters, pulse-position control.

Список публікацій здобувача

Основні публікації за темою дисертації:

1. Павлов Г. В. Адаптивная система управления преобразователем частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, М. В. Покровский // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2018 р. – № 5. – с. 39–43.

2. Pavlov G. The mathematical model of resonant frequency converter with pulse regulation [Text] / G. Pavlov, I. Vinnichenko // Shipbuilding and Marine Infrastructure. – Mykolaiv: NUS, 2018. – No. 1(9). – pp. 21-28. DOI: 10.15589/SMI. 2018.01.03

3. Павлов Г.В. Математична модель перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням [Друк] / Г.В. Павлов, І.Л. Вінниченко // Мікросистеми, електроніка та акустика. – Миколаїв: НУК, 2018. – Вип.23, № 2. – сс. 30-36. DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.132781

4. Pavlov G. Electromagnetic processes in the power section of the series-to-series resonant converter for contactless inductive energy transfer [Text] / G. Pavlov, M. Pokrovskiy, A. Obrubov, I. Vinnichenko // Shipbuilding and Marine Infrastructure. Mykolaiv: NUS, 2017. – No. 2(8). – pp. 70-76, doi: 10.15589/SMI20170214

5. Павлов Г. В. Электромагнитные процессы и параметры накопительных элементов в резонансном инверторе с нелинейным регулированием [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / «Судостроение и морская инфраструктура». – Николаев: НУК, 2015. – №2(4). – сс. 96-107.

6. Павлов Г. В. Метод обобщенного анализа стационарных процессов резонансных преобразователей [Электронный ресурс] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Вісник НУК, вип. 3, 2014. Режим доступа: <http://evn.nuos.edu.ua/article/view/48925/45153>

7. Pavlov G. Research of the interrelationship between the frequency converter on the basis of the resonant inverter with nonlinear control power unit parameters and its load [Text] / G. Pavlov, I. Vinnichenko, M. Pokrovskiy // Conference Proceedings of 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), May 29 – June 2 2017, pp. 554-559. DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100300/

8. Павлов Г. В. Преобразователь частоты с пониженным коэффициентом гармоник выходного напряжения [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, А. В. Обрубов // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2016 р. – № 5. – с. 14–16.

9. Павлов Г. В. Нелинейное управление резонансным инвертором преобразователя частоты [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Наукові праці Інституту електродинаміки НАНУ. – К.: ІЕД НАНУ, 2015. – Вип. 42. – сс. 96-100.

10. Павлов Г. В. Преобразователь частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов,

И. Л. Винниченко / Вісник НТУ "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – вип. 12 (1121), 2015. – сс. 490-494.

11. Павлов Г. В. Моделирование резонансно-импульсного инвертора напряжения [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Матеріали VI МНТК Інновації в суднобудуванні та океанотехніці, 2014, с. 425 - 427.

12. Вінниченко І. Л. Энергоэффективный алгоритм керування резонансним перетворювачем частоти [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2017. – сс. 5-7.

13. Винниченко И. Л. Преобразователи частоты с нелинейным регулированием выходного напряжения [Текст] / И. Л. Винниченко / Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції з міжнародною участю «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2015».- Миколаїв: ІАЕ НУК, 2015. - сс. 17-18.

14. Винниченко И. Л. Структура преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием [ел. рес.] / И. Л. Винниченко / «Автоматика та електротехніка» (підсумки всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю). – 2014.

15. Вінниченко І. Л. Алгоритм керування перетворювачем частоти зі зниженим коефіцієнтом гармонік вихідної напруги [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2016. – сс. 9-10.

Практичні результати досліджень захищено патентом:

16. Павлов Г. В. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги [Текст] / Г. В. Павлов, М В. Покровський, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Патент України на корисну модель №107219, 2016, бюл. № 10/2016.

Додаткові публікації за темою дисертації:

17. Pavlov G. The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals [Text] / G. Pavlov, A. Obrubov, I. Vinnichenko // Conference proceedings of IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), June 7-11 2016, pp. 221-225. DOI: 10.1109/IEPS.2016.7521879

18. Павлов Г. В. Резонансний преобразователь с дозированной передачей энергии для низковольтных сетей распределенного питания [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубков, И. Л. Винниченко // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2016 р. – № 4. – с. 38–40.

19. Павлов Г. В. Анализ структур силовой части систем бесперебойного питания [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубков, И. Л. Винниченко. / Матеріали VI МНТК Інновації в суднобудуванні та океанотехніці, 2015, с. 343 – 344.

Наукові праці, що засвідчують апробацію результатів дисертаційної роботи (входять до складу основних та додаткових публікацій за темою дисертації):

1. Pavlov G. Research of the interrelationship between the frequency converter on the basis of the resonant inverter with nonlinear control power unit parameters and its load [Text] / G. Pavlov, I. Vinnichenko, M. Pokrovskiy // Conference Proceedings of 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Kyiv, May 29 – June 2 2017, pp. 554-559. DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100300/

2. Pavlov G. The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals [Text] / G. Pavlov, A. Obrubov, I. Vinnichenko // Conference proceedings of IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, June 7-11 2016, pp. 221-225. DOI: 10.1109/IEPS.2016.7521879

3. Павлов Г. В. Математическая модель преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, А. В. Обрубков, М. В. Покровський // «Електротехніка і електромеханіка». Спеціальний випуск до XXII Міжнародної

науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність», Том II. – Харків: НТУ «ХПІ», 2016 р. – № 4(2). – с.75-80.

4. Павлов Г. В. Моделирование резонансно-импульсного инвертора напряжения [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Матеріали VI МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». – Миколаїв: НУК, 2014, с. 425 - 427.

5. Вінниченко І. Л. Енергоефективний алгоритм керування резонансним перетворювачем частоти [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2017. – сс. 5-7.

6. Винниченко И. Л. Преобразователи частоты с нелинейным регулированием выходного напряжения [Текст] / И. Л. Винниченко / Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції з міжнародною участю «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2015».- Миколаїв: ІАЕ НУК, 2015. - сс. 17-18.

7. Винниченко И. Л. Структура преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием [ел. рес.] / И. Л. Винниченко / «Автоматика та електротехніка» (підсумки всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю). – Миколаїв, 2014.

8. Вінниченко І. Л. Алгоритм керування перетворювачем частоти зі зниженим коефіцієнтом гармонік вихідної напруги [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2016. – сс. 9-10.

9. Павлов Г. В. Анализ структур силовой части систем бесперебойного питания [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко. / Матеріали VI МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». – Миколаїв: НУК, 2015, сс. 343 – 344.

ЗМІСТ

СПИСОК ОСНОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	17
СПИСОК ОСНОВНИХ УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	18
ВСТУП.....	20
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ І СПОСОБІВ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ.....	30
1.1 Аналіз найважливіших факторів, що необхідно враховувати при розробці перетворювача частоти	30
1.2 Порівняльний аналіз перетворювачів частоти з різними конфігураціями	33
1.3 Переваги методів імпульсної модуляції над лінійними методами регулювання вихідної напруги перетворювачів.....	36
1.4 Підвищення енергетичної ефективності за рахунок використання м'якої комутації в ключових елементах схеми.....	38
1.5 Покращення енергетичних характеристик та електромагнітної сумісності перетворювача частоти за рахунок поєднання переваг імпульсної модуляції в резонансних системах	39
Висновки за розділом 1.....	43
РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА.....	45
2.1 Визначення структури перетворювача частоти, що поєднує переваги імпульсної модуляції і комутації ключів перетворювача при нульових значеннях струму та напруги	46
2.2 Визначення функціоналу високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі, меж та похибки його застосування	61
2.3 Визначення співвідношення бажаних характеристик навантаження та параметрів накопичуючих елементів перетворювача.....	68
2.4 Розробка закону часо-імпульсного керування.....	86
2.5 Статичні характеристики перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням.....	88

2.6 Розрахунок потужності втрат на ключових елементах перетворювача частоти та порівняльна оцінка втрат при використанні резонансного інвертора та інвертора, що працює в жорсткому режимі	93
2.7 Допустимі діапазони зміни параметрів ПЧ в залежності від характеристик навантаження.....	109
Висновки за розділом 2.....	116
РОЗДІЛ 3. СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА.....	119
3.1 Синтез синусоїдної форми вихідної напруги	119
3.2 Структура системи керування перетворювачем частоти	121
3.4 Керування додатковими ключами.....	123
3.5 Адаптивна система формування вихідної синусоїдної напруги.....	125
3.6 Дослідження динаміки вихідного фільтра перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням	133
Висновки за розділом 3.....	140
РОЗДІЛ 4. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА З ЧАСО-ІМПУЛЬСНИМ КЕРУВАННЯМ ТА ЙОГО ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ	142
4.1 Імітаційне моделювання перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням в середовищі <i>Matlab</i>	142
4.2 Експериментальний зразок перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням.....	159
4.3 Напрямок подальших досліджень	164
Висновки за розділом 4.....	166
ВИСНОВКИ	168
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	171
ДОДАТОК 1	185
ДОДАТОК 2	189

СПИСОК ОСНОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

БЖ	– блок живлення;
БПЧ	– безпосередні перетворювачі частоти;
В	– випрямляч;
ДН	– датчик напруги;
ДС	– датчик струму;
ККП	– коректор коефіцієнта потужності;
ККД	– коефіцієнт корисної дії;
ЕМЗ	– електромагнітні завади;
ЕМС	– електромагнітна сумісність;
НЧФ	– низькочастотний фільтр;
ПРК	– послідовний резонансний контур;
ПЧ	– перетворювач частоти;
PI	– резонансний інвертор;
THD	– total harmonic distortion.

СПИСОК ОСНОВНИХ УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

C_r	– ємність резонансного контуру резонансного інвертора;
$k_i = \frac{I_{r_m}}{I_{out_m}}$	– коефіцієнт струму;
$k_f = f_{out}/f_r$	– відносна частота вихідної напруги;
$k_u = (2U_{out})/U_s$	– відносна напруга;
U_s	– напруга на вході інвертора;
L_r	– індуктивність резонансного контуру резонансного інвертора;
I_{out_m}	– амплітуда струму в навантаженні, А;
I_{r_m}	– амплітуда струму в резонансному контурі, А;
$n_i = t_i/T_r$	– відносний час замикання ключів;
n_{imp}	– кількість керуючих імпульсів за період вихідної напруги;
i_r	– миттєвий струм на дроселі резонансного контуру, А;
THD	– коефіцієнт гармонік;
u_{cr}	– синусоїдний імпульс напруги на конденсаторі резонансного контуру;
ZCS	– перемикання при нульовому значенні струму;
ZVS	– перемикання при нульовому значенні напруги;
T_r	– період резонансних коливань контуру;
u_{Crav_ex}	– точне середнє значення напруги на резонансному конденсаторі;
u_{Crav_ap}	– приблизне середнє значення напруги на резонансному конденсаторі;
ω_{out}	– циклічна частота вихідної напруги;
ω_f	– циклічна частота власних коливань вихідного фільтра;
ω_r	– циклічна частота власних коливань резонансного контуру;

m	– скважність високочастотних імпульсів напруги;
γ	– коефіцієнт заповнення високочастотних імпульсів напруги;
f_{out}	– частота вихідної напруги;
f_f	– власна частота коливань фільтра;
f_r	– власна частота резонансного контуру;
f_{sw}	– частота комутації силових транзисторів;
$k_{out_f} = \frac{f_{out}}{f_f}$	– відношення частоти вихідної напруги до власної частоти коливань фільтра;
$k_{f_r} = \frac{f_f}{f_r}$	– відношення власної частоти коливань фільтра до власної частоти резонансного контуру;
$k_{f_sw} = \frac{f_f}{f_{sw}}$	– відношення власної частоти коливань фільтра до частоти комутації силових транзисторів;
T_{sw}	– час між моментами початку двох послідовних керуючих імпульсів для основного силового транзистора, що комутується під час однієї з півхвиль вихідної низькочастотної напруги перетворювача;
$\delta = \frac{u_{Crav_ap}}{u_{Crav_ex}}$	– відношенням наближеного середнього значення напруги високочастотного імпульсу до точного.

ВСТУП

Проблема енергозбереження, вирішення якої є одним із пріоритетних напрямків державної політики, обумовлена з одного боку зростанням споживання електроенергії в промисловості, та обмеженістю запасів природних копалин з іншого боку. Також не менш вагомою проблемою є електромагнітна сумісність (ЕМС) джерел живлення із мережею та стороннім обладнанням, яке через використання новітніх технологій передачі даних та високоточних вимірювальних приладів може дати збій при наявності електромагнітного випромінювання в тій чи іншій полосі частот. Одним з напрямків вирішення зазначених вище проблем в області силової перетворювальної техніки є використання перспективних схем перетворювачів частоти (ПЧ) і застосування ефективних алгоритмів для управління ними.

Актуальність теми. Використання перетворювачів частоти в якості вторинних джерел живлення є ефективним рішенням при вирішенні задач покращення експлуатаційних характеристик, масогабаритних показників та енергоефективності електрообладнання, що працює на підвищеній частоті, що особливо важливо для рухомих або автономних об'єктів: водного та повітряного транспорту, комплексів для переробки аграрної або тваринної продукції та ін. Використання перетворювачів частоти є перспективним для оснащення ними сучасного автономного транспорту, зокрема суднових систем електроживлення, так як вони дозволяють використовувати одну потужну енергетичну установку з характеристиками промислової мережі при живленні як навантаження, що працює на мережевій частоті, так і такого, що потребує напругу живлення підвищеної частоти.

В умовах наявності бортової мережі певної частоти для живлення обладнання, яке потребує змінної напруги живлення, що відрізняється від бортової, сучасні імпульсні перетворювачі частоти при досить малих масогабаритних показниках та гнучкому керуванні, мають такі недоліки, як підвищення динамічних втрат при збільшенні частоти комутації силових

ключів та високочастотний спектр гармонік струму, що є джерелом електромагнітних завад для навколишнього середовища.

Вдосконалення технологій виробництва напівпровідникових пристроїв та використання сучасних транзисторів у складі перетворювачів частоти не усуває проблеми зниження втрат перемикачів і зовсім не вирішує проблему впливу перетворювача як на мережу живлення, так і на споживачів електроенергії. Тому усунення проблеми значних комутаційних втрат, що виникають у разі жорсткої комутації силових транзисторів та підвищення ККД пристрою, є актуальним питанням.

В той же час проблема електромагнітної сумісності в сучасних технічних системах значно загострюється тому, що з одного боку окремі споживачі висувають підвищені вимоги до синусоїдності струму, а з іншого боку сучасна теле- та радіоапаратура дуже чутлива до польових електромагнітних перешкод. Більше того, перетворювачі електроенергії можуть генерувати гармоніки струму, які призводять до відхилення форми струму мережі живлення від синусоїдної, що є небажаним в електричній мережі та допустимим лише в певній мірі. Всі перераховані вище задачі ефективно розв'язуються застосуванням резонансних перетворювачів.

Отже, зниження втрат перемикачів в перетворювачах частоти з одночасним забезпеченням широкого діапазону керування параметрами вихідної напруги є актуальною задачею, вирішення якої дозволить підвищити енергоефективність пристроїв та забезпечити задовільний рівень їх електромагнітної сумісності з мережею та споживачами.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Науково-дослідна робота за темою дисертації проводилась відповідно до тематичних планів науково-дослідних робіт, що фінансуються з коштів держбюджету Міністерства освіти і науки України на 2013-2018 рр. «№ 1895 Розробка судових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності» (номер державної реєстрації 0113U000242), «№ 1993 Розробка енергоефективних

суднових автоматизованих систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення якості електроенергії та поліпшення електромагнітної сумісності» (номер державної реєстрації 0115U000304), «№ 2084 Розробка енергоефективних суднових систем автоматизації процесів генерування й перетворення електроенергії та їх моделей для покращення якості електроенергії та електромагнітної сумісності» (номер державної реєстрації 0117U000346).

Мета і завдання наукового дослідження. Метою дисертаційної роботи є розвиток теорії перетворювачів частоти з проміжною високочастотною резонансною ланкою та часо-імпульсним керуванням, спрямований на поліпшення енергетичної ефективності з одночасним підвищенням електромагнітної сумісності зі споживачем та мережею живлення у широкому діапазоні зміни навантаження. Для досягнення поставленої мети вирішено такі основні задачі:

1. Проведення аналізу відомих схемотехнічних рішень перетворювачів частоти, що забезпечують вихідну напругу бажаної частоти, і способів регулювання вихідної напруги для визначення шляхів забезпечення електромагнітної сумісності з навантаженням та оточуючими пристроями, зниження динамічних втрат і зменшення перенапруг на ключових елементах.

2. Визначення структури ПЧ, що поєднує переваги імпульсного характеру регулювання вихідної напруги і комутації ключів перетворювача при нульових значеннях струму та напруги та проведення аналізу електромагнітних процесів в колах перетворювача частоти для отримання точної форми високочастотних імпульсів та визначення тривалості етапів, при яких можна отримати бажану форму імпульсів, близьку до синусоїдної, із низьким коефіцієнтом гармонік.

3. Удосконалення математичної моделі перетворювача частоти з урахуванням використання високочастотної резонансної послідовної ланки у складі інвертора для формування імпульсів гармонічної форми та застосування імпульсного характеру регулювання вихідної напруги.

4. Визначення співвідношення бажаних характеристик навантаження та параметрів реактивних елементів перетворювача, що дозволять розрахувати параметри елементів схеми, при яких забезпечується її робота в режимі мінімальних комутаційних втрат та формується вихідна низькочастотна напруга із низьким коефіцієнтом гармонік.

5. Визначення закону формування керуючих сигналів для імпульсного керування резонансним інвертором із синусоїдною вихідною напругою і синтез системи керування. Перевірка результатів досліджень на імітаційній моделі перетворювача.

6. Проведення аналізу спектрального складу імпульсів струму в силовій частині перетворювача, вихідних характеристик, статичних та динамічних характеристик перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням, що дозволить оцінити ефективність запропонованого схемотехнічного рішення ПЧ при регулюванні вихідної напруги згідно визначеного закону керування.

7. Визначення доцільності зміни власної частоти резонансного контуру шляхом відмикання додаткового резонансного конденсатора в залежності від рівнів вихідних напруги чи струму з метою покращення гармонічного складу вихідної напруги при малому значенні струму навантаження чи бажаній напрузі на навантаженні, меншій за розрахункову.

8. Розробка адаптивної системи керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням, що дозволить формувати вихідну синусоїдну напругу з низьким коефіцієнтом гармонік при зміні навантаження в широкому діапазоні.

9. Проведення порівняльного аналізу втрат енергії при використанні резонансної високочастотної ланки у складі інвертора напруги для формування синусоїдних імпульсів та без неї при умові застосування однакового часо-імпульсного керування в обох випадках.

10. Розробка експериментального зразка перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням для перевірки адекватності теоретичних результатів, представлених в дисертаційній роботі.

Об'єктом досліджень є електромагнітні процеси в напівпровідникових перетворювачах електроенергії на основі схем з комутацією кіл, що містять резонансні контури з реактивних елементів.

Предметом досліджень є перетворювачі частоти на основі резонансних інверторів з часо-імпульсним керуванням.

Методи досліджень. При вирішенні поставлених задач використовувалися метод простору змінних стану для отримання точної форми високочастотних імпульсів та визначення початку та тривалості міжкомутаційних етапів перетворювача, перетворення Лапласа для визначення передатних функцій складових ланок ПЧ та перетворювача в цілому, методи фізичного і математичного моделювання для перевірки адекватності отриманих в роботі теоретичних результатів.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

- удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора, який поєднує переваги імпульсного характеру регулювання та комутації силових ключів при нульових значеннях струму та напруги, в частині опису електромагнітних процесів за рахунок введення комутаційних послідовностей силових ключів, що дозволило отримати характеристики електромагнітних процесів в резонансному контурі та тривалості міжкомутаційних етапів, при яких забезпечується близька до синусоїдної форма високочастотних імпульсів, що в свою чергу забезпечує низький рівень динамічних втрат перетворювача при часо-імпульсному регулюванні вихідної напруги;

- удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням в частині визначення функціоналу високочастотних імпульсів за рахунок введення співвідношень

між середнім значенням високочастотного імпульсу напруги за інтервал часу між комутаціями основних ключів інвертора і бажаного середнього значення вихідної напруги за цей інтервал, що дозволяє розраховувати комутаційні послідовності силових ключів для часо-імпульсної модуляції. Обґрунтовано межі застосування визначеного функціоналу та оцінено похибку його використання;

- вперше отримано розрахункові залежності параметрів елементів схеми за умови балансу енергії в ПЧ, при яких забезпечується робота перетворювача в режимі мінімальних комутаційних втрат та формується вихідна низькочастотна напруга бажаної форми, амплітуди і частоти із низьким коефіцієнтом гармонік;

- вперше за допомогою математичної моделі перетворювача визначено закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором, який дозволяє сформувати задану форму напруги на виході по принципу програмного керування та забезпечити глибоке регулювання вихідної напруги перетворювача.

Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

- розроблений закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором забезпечує глибоке регулювання вихідної напруги перетворювача з мінімальними комутаційними втратами і жорсткою зовнішньою характеристикою в її робочому діапазоні;

- отриманні розрахункові залежності параметрів елементів схеми дозволяють здійснити розрахунок параметрів реактивних елементів перетворювача, при яких забезпечується робочий (жорсткий) діапазон зовнішньої характеристики;

- удосконалена математична модель перетворювача частоти на основі резонансного інвертора дозволяє провести дослідження електромагнітних процесів в силовій частині перетворювача, сформулювати закон керування для формування комутаційних послідовностей керуючих імпульсів для його силових транзисторів та знизити трудомісткість під час розрахунку статичних та динамічних характеристик;

- розроблений алгоритм реалізує керування перетворювачем згідно запропонованого закону керування та, враховуючи параметри навантаження, дозволяє змінити параметри резонансного контуру РІ чи скоректувати закон керування, за рахунок чого забезпечується вихідна напруга з низьким коефіцієнтом гармонік не тільки в робочому діапазоні зовнішньої характеристики перетворювача, але і за його межами;

- розроблена адаптивна мікропроцесорна система керування забезпечує вирішення задач управління в режимі реального часу з урахуванням параметрів та характеру навантаження та напруги на вході резонансного інвертора.

Результати дисертаційної роботи застосовані при розробці високовольтової системи для дослідження дії розрядних струмів на процес синтезу вуглецевих наноматеріалів (Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв). Теоретичні результати дисертації використані в навчальному процесі Національного університету кораблебудування в курсах лекцій «Комп'ютерна електроніка», «Цифрові та перетворювальні системи» та «Елементи і пристрої автоматики та систем управління» і при виконанні дипломного проектування.

Особистий внесок здобувача в розробку нових наукових результатів, які виносяться на захист: аналіз особливостей енергообміну в силовій частині перетворювача частоти, що формує вихідну синусоїдну напругу із низьким коефіцієнтом гармонік шляхом згладжування високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі; розвиток математичної моделі перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням; аналітичні залежності моментів початку та завершення міжкомутаційних етапів від величин струмів та напруг резонансного контуру та контуру фільтра та від параметрів реактивних елементів схеми; аналітичні залежності періоду резонансних коливань контуру T_r , індуктивності резонансного індуктора L_r та ємності резонансного конденсатора C_r , індуктивності котушки фільтра L_f та ємності конденсатора фільтра C_f від частоти та амплітуди синусоїдної вихідної напруги перетворювача; закон часо-

імпульсного керування, що дозволяє отримати синусоїдну вихідну напругу із низьким коефіцієнтом гармонік при зміні навантаження в широкому діапазоні; концепція покращення гармонічного складу вихідної напруги шляхом зміни власної частоти резонансного контуру завдяки підключенню додаткової резонансної ємності в залежності від рівня вихідної напруги перетворювача; структура адаптивної системи керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням, що дозволяє розширити діапазон амплітуди вихідного струму, в рамках якого підтримується жорсткість зовнішньої характеристики перетворювача.

Роботи [8, 9, 10, 11] написані дисертантом без соавторів. В печатних працях, опублікованих в соавторстві, особисто дисертанту належить: [26] – структура системи керування ПЧ та алгоритм її роботи; [28] – оцінка похибки спрощеної математичної моделі та удосконалення закону керування з урахуванням точного середнього значення резонансних імпульсів напруги; [31] – визначення основного функціоналу високочастотних імпульсів для розрахунку керуючої послідовності для формування синусоїдної напруги на виході перетворювача, синтез синусоїдної форми вихідної напруги перетворювача з урахуванням визначеного функціоналу, виведення закону часо-імпульсного керування в аналітичній формі; [33] – аналіз роботи перетворювача частоти при зниженій вихідній напрузі та концепція покращення гармонічного складу вихідної напруги шляхом зміни власної частоти резонансного контуру завдяки підключенню додаткової резонансної ємності в залежності від рівня вихідної напруги; [37] – аналіз електромагнітних процесів у резонансному інверторі з часо-імпульсним регулюванням, що дозволяє сформувати вихідну синусоїдну напругу шляхом згладжування високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі; [40] – імітаційна модель резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням, що дозволяє сформувати вихідну синусоїдну напругу шляхом згладжування високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі; [41] – структура системи керування перетворювачем частоти, що дозволить отримати

вихідну напругу бажаної форми, амплітуди та частоти при широкому діапазоні зміни навантаження та імітаційна модель резонансного інвертора, що входить до складу перетворювача частоти; отримання аналітичних залежностей параметрів реактивних елементів ПЧ від характеристик його навантаження; [99] – отримання та аналіз статичних характеристик перетворювача та дослідження взаємозв'язку його імпульсної характеристики та параметрів реактивних елементів; [101] – визначення тривалості міжкомутаційних етапів роботи перетворювача частоти. [29, 34, 35, 39, 98, 100] – написані з рівною особистою участю дисертанта і соавторів.

Апробація результатів дисертації. Матеріали дисертації доповідалися та обговорювалися на міжнародних конференціях: IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON) (2017, м. Київ); IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS) (2016 р., м. Київ); міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми сучасної електротехніки» (2016 р., 2018 р., м. Київ); міжнародній науково-технічній конференції «Силовa електроніка і енергоефективність» (2016 р., м. Одеса); міжнародній науково-технічній конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці» (2014-2015 рр., м. Миколаїв); всеукраїнській науково-технічній конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю «Автоматика та електротехніка» (2014 р., м. Миколаїв); всеукраїнській науково-технічній конференції з міжнародною участю «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки» (2015 - 2017 рр., м. Миколаїв).

Публікації наукових досліджень. Основний зміст дисертації викладено в 19 публікаціях, з них 6 статей у фахових наукових виданнях, серед яких 1 стаття у фаховому виданні України, що входять до міжнародної наукометричної бази Scopus, та 1 стаття у виданні України, яке включено до міжнародної наукометричної бази Index Copernicus), 1 патент на корисну модель, 8 тез доповідей в збірниках матеріалів конференцій (з них 2 тези у збірниках матеріалів міжнародних конференцій, які включені до міжнародної

наукометричної бази Scopus), та 4 статті в інших виданнях, серед яких 2 у виданні України, яке включено до міжнародної наукометричної бази Scopus.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ І СПОСОБІВ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

Для визначення шляхів підвищення електромагнітної сумісності з навантаженням та мережею живлення, зниження динамічних втрат і зниження перенапруг на ключових елементах необхідно провести аналіз відомих топологій перетворювачів частоти і способів регулювання їх вихідної напруги.

1.1 Аналіз найважливіших факторів, що необхідно враховувати при розробці перетворювача частоти

Найбільш розповсюдженими сферами використання перетворювачів частоти в якості вторинних джерел живлення є електротехнології (нагрів та плавка металу [2, 7, 49, 57, 63, 64, 79, 80, 83, 84, 96, 97, 103, 114], високочастотна пайка та зварювання металу [2, 64, 65, 72, 96], ультразвукова обробка матеріалів [1, 2, 9, 22, 49], синтез озону [2, 53, 67, 77, 78, 94]) та електропривод [9, 14, 20, 49, 59, 85, 91, 93, 110, 116]. Проте, не менш вагомим, хоча і нетрадиційним є використанням перетворювачів частоти для вторинного живлення споживачів бортової мережі автономних рухомих об'єктів, зокрема, водного транспорту, якщо робоча їх частота відрізняється від мережевої [9, 52, 113], в установках гарантованого живлення при аварії в основній мережі змінного струму [55], для покращення якості електроживлення чутливих до несинусоїдності користувачів: холодильних установок, елементів систем автоматики, датчиків і двигунів точної механіки, тощо [52]. Перетворювачі частоти також використовуються як елементи складних джерел змінних струмів та напруг, призначених для перевірки щитових амперметрів та вольтметрів в місцях їх безпосередньої локації, а також для діагностики систем безперебійного живлення електростанцій [4, 51, 110].

При нетрадиційних способах використання перетворювачів частоти важливими факторами при виборі тої чи іншої топології розроблюваного

перетворювача є характер навантаження, який часто має змінний чи нелінійний характер, потужність перетворювача, ККД, вимоги до діапазону вихідної частоти, електромагнітна сумісність пристрою із мережею та оточуючою апаратурою та масо-габаритні показники пристрою. При роботі на навантаження, чутливе до несинусоїдності вхідної напруги (холодильні установки, елементів систем автоматики), а також при використанні перетворювача для діагностики, важливим фактором є якість вихідної напруги перетворювача (коефіцієнт гармонік, який не перевищує 3 %) та стабільність частоти та рівня напруги навантаження. В цьому випадку робочі частоти перетворювача становлять в залежності від потреб навантаження 50, 60, 200, та 400 Гц.

При проектуванні вторинних джерел живлення автономних рухомих об'єктів та у випадку їх використання у бортовій системі електроживлення [9, 52, 113] важливим фактором є енергоефективність пристрою. Тому усунення проблеми великих комутаційних втрат, що виникають у разі жорсткої комутації силових транзисторів, є актуальним питанням, а низький рівень комутаційних втрат та високий ККД можна вважати вагомою вимогою при створенні перетворювача частоти.

При забезпеченні аварійного живлення частими проблемами є нестабільна амплітуда та несинусоїдність вихідної напруги дизель-генераторів, тому стабільність вихідної напруги покладається на вторинні джерела живлення [87, 106]. Отже, забезпечення жорсткої зовнішньої характеристики та близького до нуля коефіцієнта гармонік вихідної напруги є актуальними питаннями.

Таким чином, широке застосування знайшли перетворювачі частоти, що генерують змінну напругу в діапазоні частот вище мережевої до 1 кГц у первинних та вторинних джерелах живлення автономних рухомих об'єктів, у складі авіаційних бортових систем розподілу енергії, судових систем живлення бортового обладнання та систем технічного обслуговування [9, 45, 49, 52, 59, 85, 91, 93, 110, 113, 116]. Проте, складний, часто змінний в процесі роботи,

нелінійний чи жорстко незбалансований характер навантаження [109], досить жорсткі вимоги до якості вихідної напруги, та електромагнітної сумісності перетворювача із оточуючим обладнанням є основними причинами для подальшого розвитку ПЧ, що працюють в даному діапазоні частот. До того ж, в умовах, коли однією з основних вимог до перетворювача є забезпечення певних вагових та просторових характеристик, прагнення до забезпечення мінімально можливих масо-габаритних характеристик пристрою є актуальним.

Окремою проблемою є електромагнітна сумісність пристрою із мережею та оточуючими електронними пристроями, зокрема радіо- та телекомунікаційною апаратурою, що є чутливою до електромагнітних завад. Захист таких пристроїв стає обов'язковим при використанні потужних перетворювачів, які є джерелами електромагнітних завад (ЕМЗ) широкого спектру. Тому одним із шляхів вирішення цієї проблеми є створення пристроїв, що генеруватимуть ЕМЗ з вузько-діапазонним спектром частот.

На жаль, розробити ідеальний пристрій, який можна використовувати у будь-якому додатку, неможливо. Тому, базуючись на особливостях нетрадиційного застосування перетворювачів частоти в енергетичних системах суден та інших автономних рухомих об'єктів, визначимо найбільш вагомими факторами при виборі топології перетворювача наступні: можливість змінювати вихідну частоту в діапазоні від 1 до 500 Гц; характер навантаження може змінюватись під час роботи перетворювача з активного на активно-індуктивний при зміні опору навантаження в межах щонайменше 1 порядку; формування синусоїдної вихідної напруги із низьким коефіцієнтом гармонік. Бажано також забезпечити мінімальний рівень динамічних втрат та підвищення ККД пристрою.

1.2 Порівняльний аналіз перетворювачів частоти з різними конфігураціями

Отже, перетворювачі частоти, що функціонують на борту рухомих об'єктів, зокрема, водних засобів руху, повинні не тільки забезпечувати синусоїдну форму вихідної напруги із несинусоїдністю, близькою до нуля, та здійснювати задовільне регулювання вихідної напруги в умовах наявності навантаження, характер якого змінюється в процесі роботи, але й мати якомога менші габарити [109]. До того ж, рівні кондуктивних та польових завад, які генерують перетворювачі, повинні бути мінімальними для того, щоб використовуючи мінімальну кількість вузькополосних фільтрів, забезпечити продуктивну роботу оточуючої прецизійної апаратури. Для вибору топології, що дозволить реалізувати всі вище перераховані вимоги, розглянемо різні конфігурації перетворювачів частоти.

Для генерації синусоїдної напруги з частотою в межах 1 кГц широкого розповсюдження в світовій практиці здобули статичні перетворювачі частоти на базі напівпровідникових пристроїв [87, 106], завдяки високому рівню ККД (більше 90 % [109]), можливості формувати будь-яких рівнів частот, низькому рівню акустичного шуму та своїй модульній конструкції (маються на увазі перетворювачі із ланкою постійного струму), що спрощує здійснення ремонту та діагностики пристроїв.

Безпосередні перетворювачі частоти (циклоконвертори) (рис. 1.1, а) на ряду із незаперечними перевагами, такими як високий ККД завдяки однократності перетворення [55, 66, 81], простота передачі енергії в обох напрямках [66, 68], та синусоїдність вихідного струму, що забезпечується за допомогою системи керування [4, 81], мають також значні недоліки. До них можна віднести: споживання з мережі значної реактивної потужності. У разі необхідності цей недолік може бути в значній мірі подолано шляхом застосування компенсуючих конденсаторів [71, 102, 104]; обмеження верхньої межі робочих частот в більшості БПЧ, іншими словами, частота вихідної

напруги не може перевищувати частоту мережі [55, 71, 81, 102, 104]. І хоча відомо схемотехнічне рішення БПЧ, яке дозволяє отримати на виході частоту, що перевищує частоту вхідного сигналу [15] (рис. 1.1, б), однак особливістю роботи такого циклоконвертора є зміна знака фазового кута навантаження, а отже і характеру навантаження. Це може привести до небажаного ударного навантаження на напівпровідникові елементи самого перетворювача, а також збільшення рівня електромагнітних завад в результаті неврахованих стрімких підвищень напруги або струму. Для усунення цього недоліку необхідно введення додаткових фільтрів і струмообмеження, що призведе до збільшення масогабаритних показників перетворюючого пристрою.

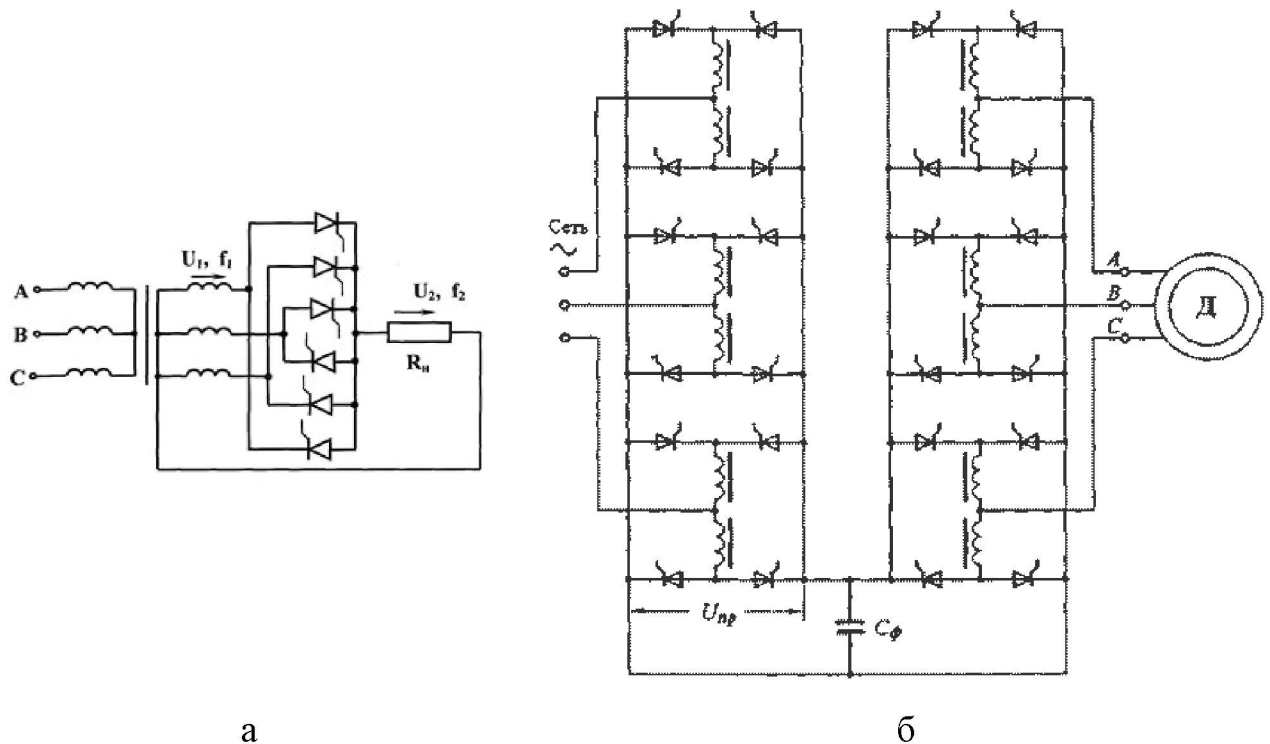


Рисунок 1.1 – Схеми силової частини а - безпосереднього низькочастотного перетворювача частоти та безпосереднього перетворювача частоти з проміжно ланкою підвищеної частоти

З огляду на ту обставину, що в більшості випадків застосування перетворювачів частоти необхідно забезпечення змінного струму з частотами широкого діапазону, що на порядки перевищують промислову частоту,

доцільно використовувати перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму (рис. 1.2), головним з достоїнств яких є можливість регулювання частоти вихідного сигналу в широких межах. У перетворювачах частоти даного типу легко досягається перетворення числа фаз, регулювання частоти і діючого значення вихідної напруги [18, 51, 71, 102, 104].

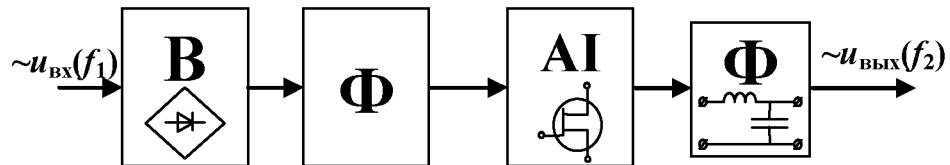


Рисунок 1.2 – Структурна схема перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму

Також суттєвою перевагою перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму є можливість забезпечення їх безперебійної роботи при перериванні подачі живлення з промислової мережі, що неможливо при використанні безпосередніх перетворювачів частоти [18, 71]. Використовуючи конденсатор, паралельно підключений до входу інвертора і виходу випрямляча, можна забезпечити безперебійну роботу перетворювача при короткочасному зникненні або просідання напруги вхідної мережі [25]. При тривалих перервах вхідної напруги для забезпечення безперебійної роботи замість конденсатора можна використовувати акумуляторну батарею.

Також вагомою перевагою перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму є їх модульна конструкція. Так, використовуючи в якості ланки постійного струму коректор коефіцієнта потужності замість випрямляча із фільтром, можна забезпечити високий рівень електромагнітної сумісності пристрою із мережею живлення та стабільну вхідну напругу для автономного інвертора.

1.3 Переваги методів імпульсної модуляції над лінійними методами регулювання вихідної напруги перетворювачів

Методи імпульсної модуляції знайшли широке застосування в регулюванні вихідної напруги джерел живлення [5, 16, 17, 21, 23, 36, 58, 71, 75, 79, 86, 102, 107]. Популярність застосування цих методів в процесі регулювання вихідних параметрів джерел постійної напруги, автономних інверторів та перетворювачів частоти можна пояснити їх ефективністю при широкому діапазоні вхідної напруги та вихідного струму у порівнянні із лінійними регуляторами. Імпульсні джерела живлення мають більш високий ККД, ніж лінійні регулятори напруги із такими ж параметрами [5, 21, 58, 59]. Так як перетворення напруги в них здійснюється на високій частоті, то зникає необхідність використовувати громіздкі трансформатори чи конденсатори великої ємності для згладжування пульсацій. Тому, імпульсні перетворювачі характеризуються малими масо-габаритними показниками та є більш привабливими при розробці електричних та електротехнічних пристроїв для автономних транспортних систем [5, 71].

Найбільш популярним видом імпульсної модуляції при регулюванні вихідних параметрів імпульсних перетворювачів є широтно-імпульсна модуляція [5, 69, 71, 76]. Проте вона не є єдино можливим прийомом в даному випадку. Досить вдалим прикладом регулювання напруги є частотно-імпульсна модуляція. Так перетворювачі електричної енергії, обладнанні системами керування, що забезпечують постійний проміжок часу, при якому стан силових транзисторів (включенні чи виключенні) залишається незмінним, тобто, часо-імпульсне регулювання, є окремим випадком пристрою із частотним регулюванням [88]. Зокрема, часо-імпульсне регулювання часто використовують для регулювання вихідної потужності високочастотних перетворювачів [70, 105].

Отже, імпульсні перетворювачі електроенергії мають певні переваги, найбільш вагомими серед яких є забезпечення будь-якої форми вихідної напруги, при цьому у випадку синусоїдної напруги задовільний рівень коефіцієнту гармонік найбільш простіше забезпечити методами імпульсного регулювання шляхом підвищення комутаційної частоти інвертора. Крім того, перевагами імпульсного регулювання є підвищена енергоефективність пристрою, зниженні масо-габаритні показники, та порівняно низька сумарна вартість готового виробу [69].

Проте, є й деякі недоліки, уникнення яких може зробити методи імпульсної модуляції ще більш привабливими при регулюванні вихідної напруги. До таких недоліків відносяться:

1) виникнення високочастотних електромагнітних завад під час роботи перетворювачів (що можуть бути спричинені також паразитними коливаннями струму в елементах схеми перетворювача), в результаті чого виникає потреба у додаткових фільтруючих пристроях, конструкція яких ускладнюється із збільшенням діапазону частот комутації силових вентилів. Високочастотні електромагнітні завади можуть стати причиною виходу із строю чи некоректної роботи системи керування перетворювачем та оточуючого чутливого до цього виду завад обладнання [3, 19, 69, 76, 95, 110].

2) Комутаційні втрати, що виникають при переключенні вентилів у разі, коли напруга на ключі та струм, що протікає через нього, відрізняються від 0 [5, 71]. Через великі значення напруги і струму під час кожного вмикання і вимикання ключового елемента схеми виникає великий імпульс втрат енергії. З RC демпфером втрати при виключенні можуть бути зменшені, але запасена енергія в конденсаторі втрачається при включенні транзистора. Таким чином, при наявності демпфера, повні комутаційні втрати можуть зрости. До того ж, при більш високій частоті комутації, збільшуються втрати інвертора, пов'язані із конструктивними особливостями самих ключових елементів, а, отже, його ефективність падає [76, 88, 82, 118]. Так, частота перемикання імпульсних інверторів обмежена через комутаційні втрати. Додаткова проблема при цьому

полягає в тому, що система охолодження імпульсних перетворювачів також значно ускладнюється при високих енергетичних втратах [71].

3) Так як під час жорсткої комутації переключення транзисторів здійснюється не миттєво, а займає певний проміжок часу, під час якого робоча точка вихідної характеристики перемикає активну область, знижується надійність ключа. Отже, тривала експлуатація ключових елементів в режимі жорсткої комутації може стати причиною втрати надійності імпульсного перетворювача в цілому [71, 102].

1.4 Підвищення енергетичної ефективності за рахунок використання м'якої комутації в ключових елементах схеми

Вище перераховані недоліки жорсткої комутації, можуть бути практично усунуті при реалізації принципів м'якої комутації силових транзисторів інвертора. Як раніше було сказано, при жорсткій комутації великі миттєві значення напруги і струму ключових елементів перетворювача в момент комутації призводять до виникнення великих комутаційних втрат, а поряд із тим і до зниження ККД перетворювача. В основі ідеї м'якої комутації лежить зведення до мінімуму струму чи напруги ключового елемента в момент комутації (реалізацією принципів перемикання при нульовому значенні струму (ZCS), або перемикання при нульовому значенні напруги (ZVS)), а отже, і зведення комутаційних втрат до мінімуму [5, 12, 54, 61, 71, 102]. При включенні пристрою при нульовому значенні струму, зростання струму може бути сповільнено шляхом використання послідовної індуктивності. Аналогічним чином, при виключенні ключа, струм може утримуватись в нулі, коли напруга на ньому накопичується.

Комутаційні втрати також можуть бути зведені до мінімуму, коли напруга на транзисторі при його вмиканні дорівнює 0 В, а струм проходить по зворотним діодам. Нульову напругу при вимкненні можна утримати за допомогою ємнісного демпфера, який уповільнює приріст напруги ключа.

Незважаючи на спроби виробників силових ключів знизити рівень шуму, що виникає при жорсткій комутації силових транзисторів і транзисторних модулів, проблема електромагнітної сумісності залишається однією з найскладніших проблем, що накладаються на розробників імпульсної техніки. Використання м'якої комутації є одним з рішень забезпечення електромагнітної сумісності імпульсних джерел живлення із оточуючими електричними пристроями та навантаженням. Обмеження гармонічного спектру випромінюваних завад в разі використання резонансних перетворювачів дозволяє значно спростити захист чутливих до електромагнітних завад споживачів як від кондуктивної, так і від польової завад. Таким чином, використання принципів м'якої комутації дозволить підвищити ККД перетворювача, уникнути перенапруги на силових транзисторах при забезпеченні високої електромагнітної сумісності пристрою із споживачем та оточуючими приладами [13, 24, 30, 32, 34, 35, 36, 38, 43, 44, 48, 73, 81, 90, 111, 112].

1.5 Покращення енергетичних характеристик та електромагнітної сумісності перетворювача частоти за рахунок поєднання переваг імпульсної модуляції в резонансних системах

Для більшості автономних суднових електроприводів традиційним є використання перетворювачів частоти. ККД такого приводу є добутком ККД перетворювача і ККД електричної машини, тому доцільно знижувати втрати енергії перетворювальної частини, щоб загальний ККД приводу залишався високим. Тиристорні та імпульсні перетворювачі електроприводів генерують значні перешкоди, які в умовах автономних мереж можуть негативно вплинути на роботу стороннього обладнання, тому підвищення якості електроенергії на виході перетворювача і зниження електромагнітних завад, що генеруються, є актуальним завданням для перетворювальної техніки. Стандартним і високоефективним способом регулювання вихідної напруги вторинних джерел

електроживлення є використання часо-імпульсної модуляції високочастотного інвертора напруги [5, 25, 71]. Однак в інверторах при жорсткій комутації виникають суттєві комутаційні втрати в ключах. Застосування резонансних схем та комутації ключів при нульових рівнях струму і напруги дозволяє знизити втрати енергії та електромагнітні завади, що генеруються перетворювачем [32, 74, 112]. Таким чином, поєднання принципів імпульсної модуляції та перемикання силових ключів при нульових рівнях напруги і струму дозволить знизити втрати енергії та електромагнітні завади [31, 33, 62, 115].

В [62] авторами проаналізовано роботу високочастотного резонансного інвертора із низькочастотною імпульсною модуляцією для установок індукційного нагріву, що працюють в частотному діапазоні 10 – 440 кГц. Таке схемотехнічне рішення (рис. 1.3) дозволяє значно знизити рівень динамічних втрат на ключових елементах схеми за рахунок їх комутації в нулях струму [62].

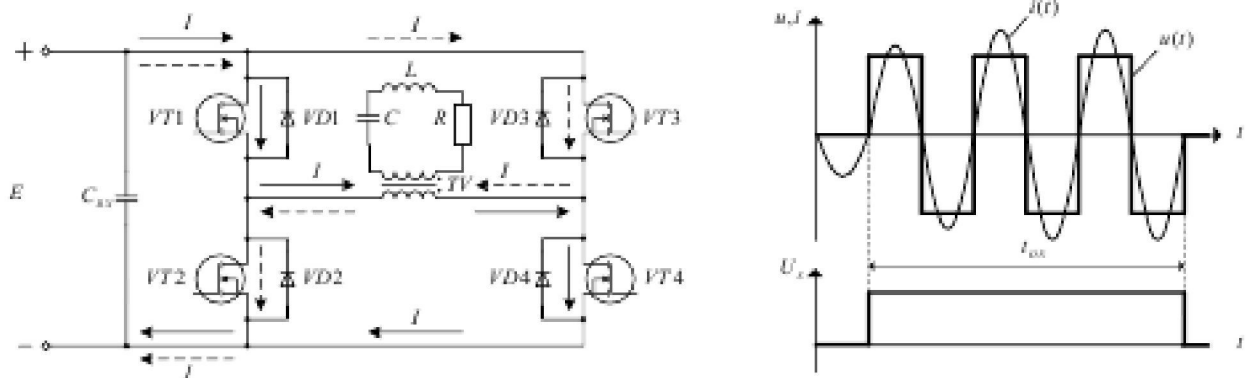


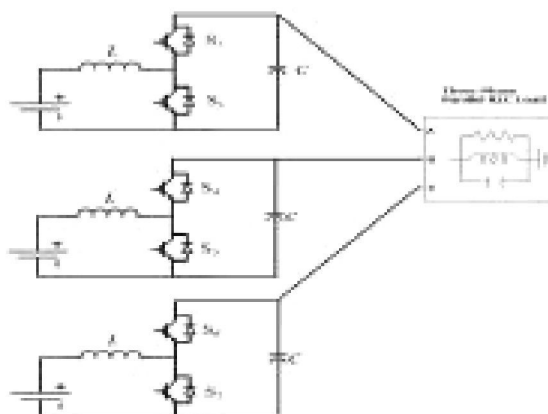
Рисунок 1.3 – Схема (а) та діаграми вихідних напруги та струму і керуючої напруги (б) резонансного інвертора із низькочастотною імпульсною модуляцією вихідної напруги для індукційного нагріву [62]

В [89] автором запропоновано схемо-технічне рішення резонансного інвертора, що реалізує живлення електроприводу, представлене на рис. 1.4 для використання в системах відновлювальної енергії.

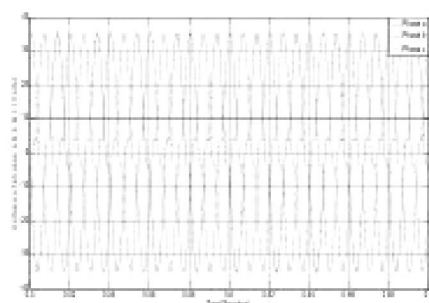
Такий перетворювач забезпечує вихідну близьку до синусоїдної напругу з досить високим, проте прийнятним для живлення електроприводу рівнем коефіцієнта гармонік (16 %). Проміжний підвищуючий DC/DC перетворювач ускладнює схему перетворювача.



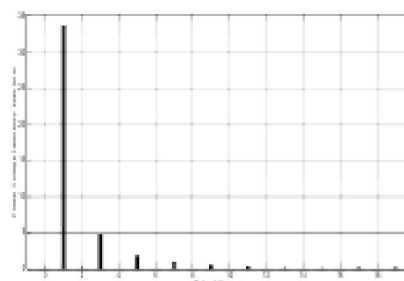
а



б



в



г

Рисунок 1.4 – Резонансний інвертор, що реалізує живлення трифазного електроприводу: а – структурна схема; б – принципова схема; в – форма вихідної напруги; г – спектр вихідної напруги [89]

В [105] запропоновано топологію послідовного резонансного інвертора для індукційного нагріву, що використовує явище резонансу, що виникає в резонансному контурі та часо-імпульсну модуляцію, для регулювання вихідної

потужності перетворювача в режимі перемикання силових транзисторів при нульовому значенні вихідної напруги. На рис. 1.5 приведено схему запропонованого перетворювача та часову діаграму вихідної напруги при забезпеченні вихідної потужності на різних рівнях.

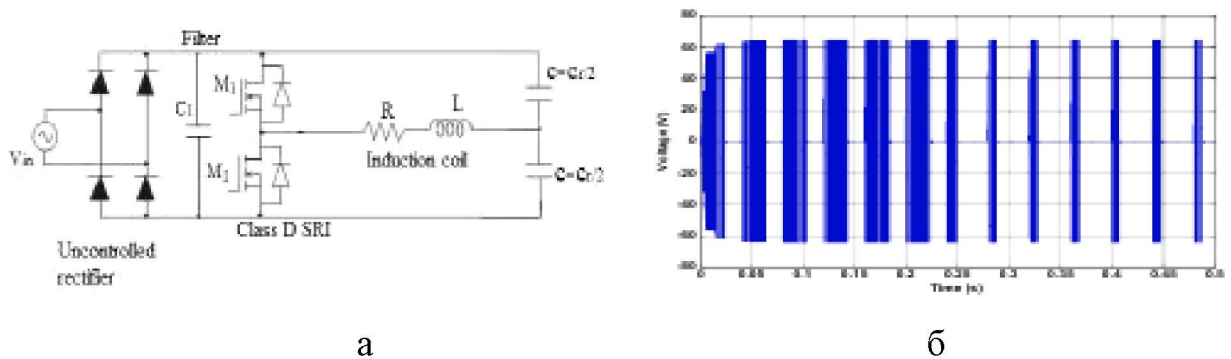


Рисунок 1.5 – Схема (а) та часова діаграма вихідної напруги (б) послідовного резонансного інвертора для індукційного нагріву із часо-імпульсною модуляцією [105]

Проведені в [105] дослідження показали, що ККД такого інвертора становить 95% та він демонструє стабільну роботу в сталому режимі. Проте, така топологія не дозволить отримати низькочастотну вихідну напругу для живлення електроприводу, так як в результаті згладжування набору резонансних імпульсів на виході фільтра отримаємо нульову напругу.

В іншому дослідженні [70] також аналізується резонансний інвертор (рис. 1.6 - 1.7) у поєднанні із часо-імпульсною модуляцією, що показує позитивні результати роботи в установці для отримання озону.

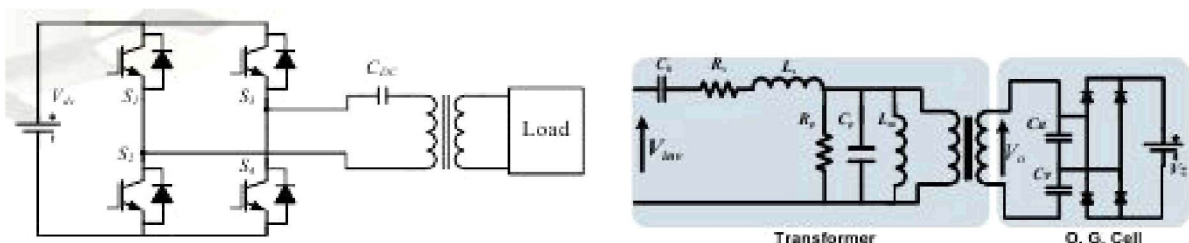
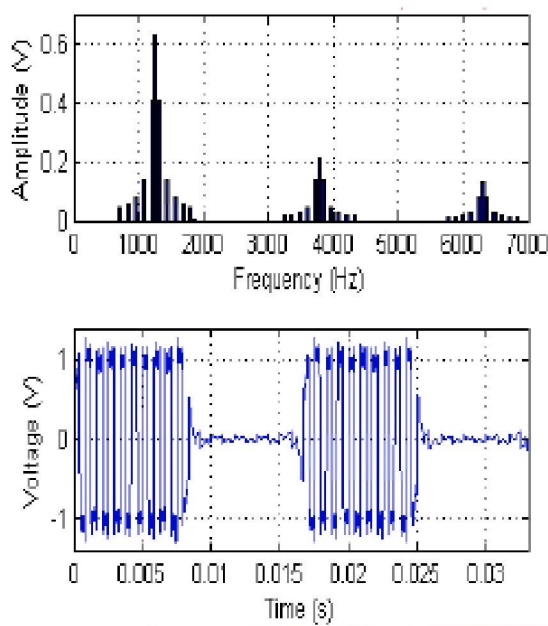


Рисунок 1.6 – Схема силової частини та моделі трансформатора та навантаження резонансного інвертора із часо-імпульсною модуляцією для отримання озону [70]



б

Рисунок 1.7 – Спектр та форма вихідної напруги резонансного інвертора із часо-імпульсною модуляцією для отримання озону [70]

Автори в [70] акцентують увагу на негативному впливі вищих гармонік комутаційних імпульсів на форму вихідної напруги, через що вищі гармоніки, що виникають при зміні параметрів часо-імпульсної модуляції, оцінюються як недолік, якого доцільно уникати при розробці резонансних інверторів із часо-імпульсним регулюванням.

Висновки за розділом 1

1. Найбільш вагомими факторами при виборі топології розроблюваного перетворювача є наступні: можливість змінювати вихідну частоту в діапазоні від 1 до 500 Гц; характер навантаження може змінюватись під час роботи перетворювача із активного на активно-індуктивний при зміні опору навантаження в межах щонайменше 1 порядку; формування синусоїдної вихідної напруги із низьким коефіцієнтом гармонік. Бажано також забезпечити мінімальний рівень динамічних втрат та підвищення ККД пристрою.

2. Порівняльний аналіз перетворювачів частоти показав переваги використання статичних перетворювачів із ланкою постійного струму, а саме, можливість забезпечення частоти та напруги в широкому діапазоні на виході перетворювача та модульну конструкцію, що дозволяє при використанні коректора коефіцієнта потужності замість випрямляча забезпечити високий рівень електромагнітної сумісності пристрою із мережею живлення.

3. Аналіз статичних перетворювачів частоти і способів регулювання їх вихідної напруги показав, що синусоїдну напругу із досить стабільною амплітудою найбільш просто забезпечити методами імпульсного регулювання, а зниження динамічних втрат та забезпечення електромагнітної сумісності здійснюється шляхом реалізації принципів перемикання при нульовому значенні струму або напруги силових транзисторів. Використання принципів м'якої комутації дозволить підвищити ККД перетворювача, уникнути перенапруги на силових транзисторах при забезпеченні електромагнітної сумісності перетворювача із споживачем та оточуючими пристроями.

4. Таким чином, одним із шляхів зниження динамічних втрат і перенапруг на ключових елементах із одночасним забезпеченням електромагнітної сумісності з навантаженням та оточуючою апаратурою, є розробка перетворювача, що поєднує переваги використання явища резонансу та імпульсного регулювання.

РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА

При проектуванні імпульсних перетворювачів змінної напруги і струму з регульованою частотою важливими є вимоги до коефіцієнта корисної дії і до якості вихідної напруги. В таких перетворювачах частоти низькочастотні синусоїдні коливання вихідних величин забезпечуються шляхом імпульсної модуляції високочастотної напруги інвертора [5, 17, 25, 112]. Однак при цьому виникають суттєві комутаційні втрати в ключах. Крім того, відхилення від синусоїдної форми низькочастотних коливань призводять до появи в їх спектрі гармонійних складових вищих частот, які в свою чергу також є джерелом електромагнітних завад і причиною втрат енергії. Застосування резонансних схем і комутації ключів при нульових значеннях струму і напруги дозволяє знизити втрати енергії та електромагнітні завади, що генеруються перетворювачем [30, 32]. Використання резонансних коливань в процесі перетворення електроенергії дозволяє значно знизити комутаційні втрати за рахунок перемикання силових ключових елементів при нульових рівнях струму і напруги [30]. Перетворювачі електроенергії, які використовують резонансні явища, характеризуються високою швидкодією і надійністю, поліпшеними умовами електромагнітної сумісності та масогабаритними показниками [32]. Традиційні способи регулювання вихідної низькочастотної змінної напруги (способи імпульсної модуляції) дозволяють отримати необхідну форму вихідної напруги, проте сприяють генеруванню перетворювачем високочастотних електромагнітних завад широкого спектра [104]. Таким чином, об'єднання принципів імпульсної модуляції і використання резонансних коливань в процесі перетворення енергії дасть можливість одержувати перетворювач, позбавлений недоліків традиційних вторинних джерел електроживлення.

Подальші дослідження присвячені дослідженню електромагнітних процесів в перетворювачі, який об'єднує принцип імпульсної модуляції і переваги перемикань в нулях напруги і струму, що дозволяють знизити динамічні втрати і електромагнітні завади.

2.1 Визначення структури перетворювача частоти, що поєднує переваги імпульсної модуляції і комутації ключів перетворювача при нульових значеннях струму та напруги

При часо-імпульсній модуляції та жорсткій комутації силових транзисторів можна довільно задати тривалість часу відкритого стану ключа і програмно змінювати її під час роботи перетворювача. Проте при використанні резонансного інвертора тривалість відкритого стану силового транзистора залежить від власної частоти резонансного контуру. Тому для широкого діапазону навантаження необхідно передбачити шляхи зміни параметрів резонансного контуру під час роботи перетворювача.

Отже, для застосування часо-імпульсного керування силовими ключами резонансного інвертора в широкому діапазоні зміни навантаження запропоновано використовувати додатковий резонансний конденсатор, який дозволить змінити власну частоту коливань резонансного контуру і тим самим зменшити коливання вихідної напруги при переході її через нуль, які виникають при дисбалансі енергії, що запасається накопичуючими елементами, і потужності навантаження. І хоча при такому підході спостерігається ускладнення схеми перетворювача та керування ним, це компенсується перевагами використання м'якої комутації.

Отже, принципова схема силової частини перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням представлена на рис. 2.1, а. Форми вихідної напруги, імпульсів струму резонансного контуру та високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі, які дозволяє сформувати перетворювач частоти при використанні часо-

імпульсного регулювання вихідної напруги, принципи якого представлено в п. 3 даної роботи, зображено на рис. 2.1, б-е.

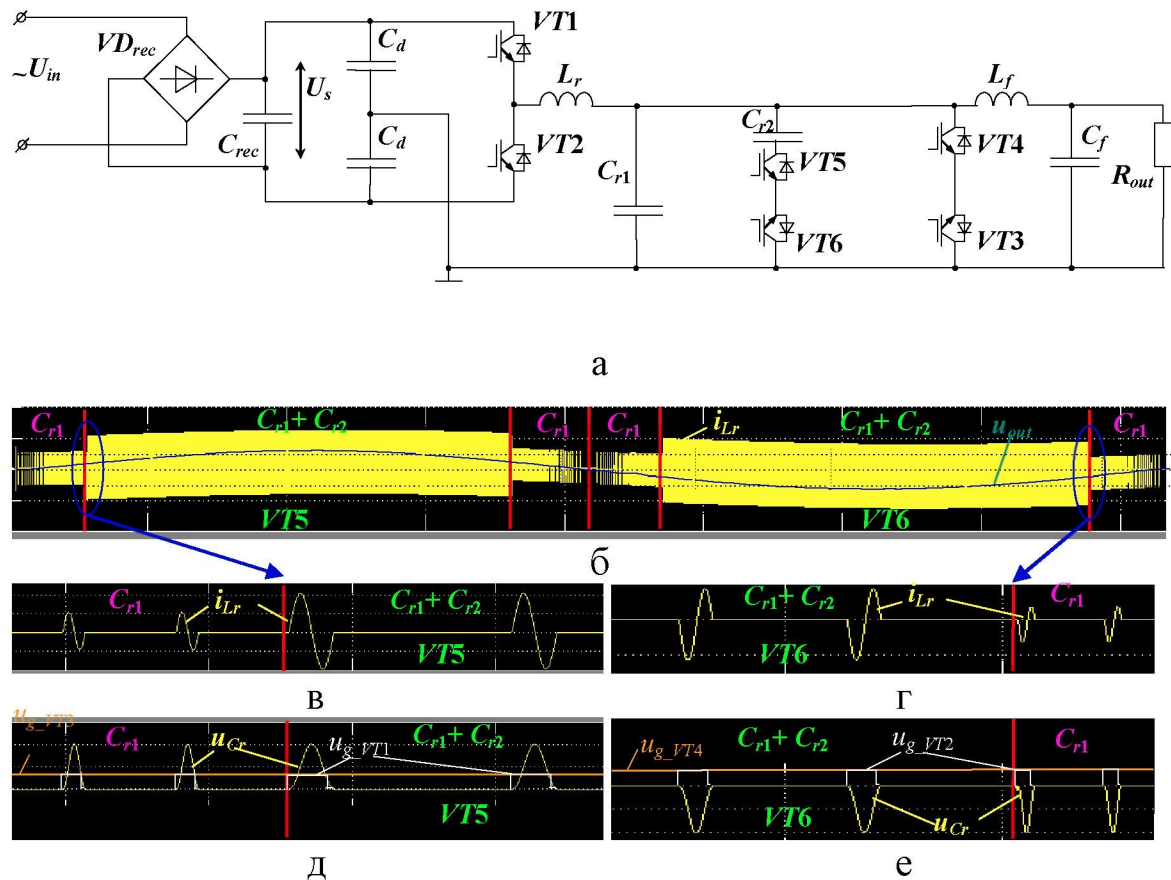


Рисунок 2.1 – Принципова схема силової частини перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням (а), форма вихідної напруги та послідовність імпульсів резонансного струму (б), форма імпульсів резонансного струму при позитивній (в) та негативній (г) півхвилях вихідної напруги, форма високочастотних імпульсів напруги при позитивній (д) та негативній (е) півхвилях вихідної напруги

Схема містить ланку постійного струму, до складу якої входить діодний міст VD_{rec} і фільтруючий конденсатор C_{rec} . Регулювання величини і частоти вихідної напруги здійснюється за допомогою резонансного інвертора, побудованого на основі півмостової схеми з силовими транзисторами $VT1$ і $VT2$, та з послідовним резонансним контуром L_r , C_{r1} та C_{r2} (або C_{r1}), оберненими діодами транзисторів $VT3$ і $VT4$, за допомогою яких шунтується резонансний

конденсатор $C_r = C_{r1} + C_{r2}$ (або $C_r = C_{r1}$) під час поточного циклу роботи для формування необхідної форми високочастотних імпульсів, і низькочастотних індуктивно-ємнісним фільтром L_f , C_f . Додаткові транзистори $VT3$ і $VT4$ комутуються таким чином, щоб зашунтувати конденсатор резонансного контуру: при позитивній півхвилі напруги на навантаженні включається $VT3$, а при негативній - $VT4$. В даній схемі присутні два резонансних конденсатора, що включаються в резонансний контур по чергові з метою зниження коливань вихідної напруги u_{out} в околі нуля. Для комутації резонансного конденсатора C_{r2} при позитивній півхвилі вихідної напруги використовується ключ $VT5$, а при негативній півхвилі – $VT6$.

Резонансний інвертор може бути представлений у вигляді об'єднання двох схем одноканальних резонансних перетворювачів (рис. 2.2, а, б) і додаткових ключів $VT3$ і $VT4$. Так як при паралельному з'єднанні конденсаторів C_{r1} та C_{r2} та у випадку від'єднання конденсатора C_{r2} від резонансного контуру характер поведінки інвертора буде однаковий протягом одного міжкомутаційного циклу, то їх можна умовно назвати C_r , а при формуванні керуючої послідовності для ключів півмоста, замість C_r підставляти значення $C_r = C_{r1} + C_{r2}$ чи $C_r = C_{r1}$ в залежності від стану транзисторів $VT5 - VT6$. Кожна схема працює при своїй полярності напруги. В результаті формуються високочастотні імпульси з різною полярністю, які згладжуються, та утворюють низькочастотну змінну напругу на навантаженні u_{out} [115].

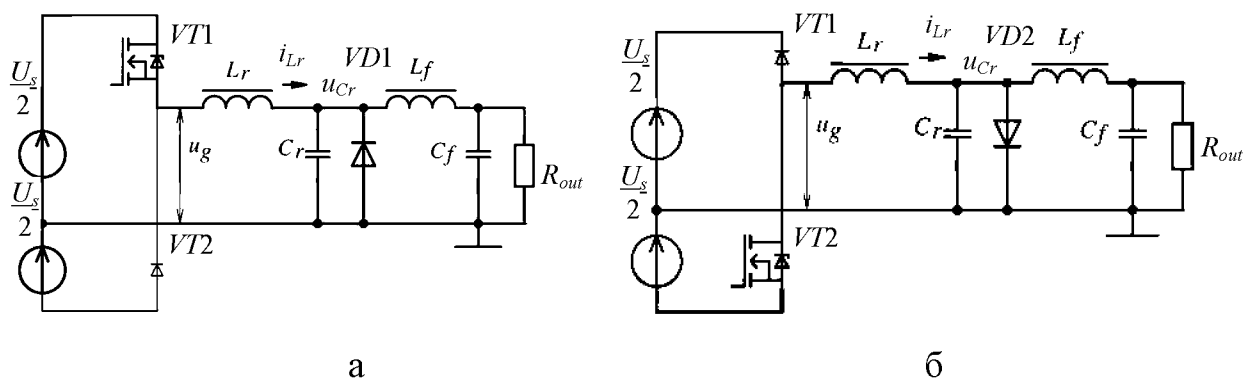


Рисунок 2.2 – Схеми одноканального резонансного перетворювача:

а – при позитивній півхвилі, б – при негативній півхвилі

Вихідна схема однотактного резонансного перетворювача з комутацією в нулі струму на рис. 2.2, а [25, 104] містить транзисторний ключ VT з резонансним $L_r C_r$ -колом, яка формує синусоїдний імпульс u_{Cr} при включенні транзистора. Якщо транзистор залишається у відкритому стані довше тривалості півхвилі резонансних коливань і вимикається протягом негативного струму i_{Lr} , комутація транзистора відбувається при нульовому струмі. При цьому амплітуда резонансного струму повинна бути більше миттєвого значення струму індуктивності фільтра L_f : $I_{r_m} > i_{L_f}(t_0)$. В іншому випадку транзистор буде вимикатися під час протікання через нього струму. Фільтр L_f, C_f згладжує послідовність імпульсів напруги на резонансній ємності C_r і на навантаженні R_{out} утворюється повільно змінювана напруга u_{out} з малими пульсаціями, яка за величиною відповідає середній за цикл напрузі резонансних імпульсів на резонансній ємності.

Схема на рис. 2, б працює аналогічно попередній, але при негативній полярності напруг живлення і навантаження. Регулювання величини напруги навантаження здійснюється за допомогою часо-імпульсної модуляції. При відповідній зміні регулюючого сигналу, що впливає на частоту перетворення, можна формувати задану траєкторію зміни вихідної напруги, наприклад, синусоїдну хвилю. При цьому зрозуміло, що швидкість зміни напруги навантаження буде порівняно невеликою, обмеженою властивостями низькочастотного вихідного фільтра.

Таким чином, резонансний інвертор генерує низькочастотну змінну напругу шляхом модуляції високочастотних резонансних імпульсів зі змінною полярністю. Для низької частоти він працює як двотактний інвертор. На високій частоті в проміжках незмінної полярності імпульсів - як однотактний резонансний перетворювач (рис 2.2) з перемиканням при нульовому значенні струму [25, 104].

Вихідна низькочастотна синусоїдна напруга формується шляхом згладжування напруги на конденсаторі C_r резонансного контуру. У свою чергу, напруга на C_r має переривчастий характер і являє собою набір імпульсів постійної амплітуди і тривалості, початкові моменти яких визначаються за законом частотної модуляції (рис. 2.3). Однак форма високочастотного сигналу є не прямокутною, а близькою до синусоїдної, зміщеною вгору на поточне значення струму через індуктивність L_f і обмеженою моментами часу, коли вона (вже в зміщеному стані) перетинає вісь абсцис.

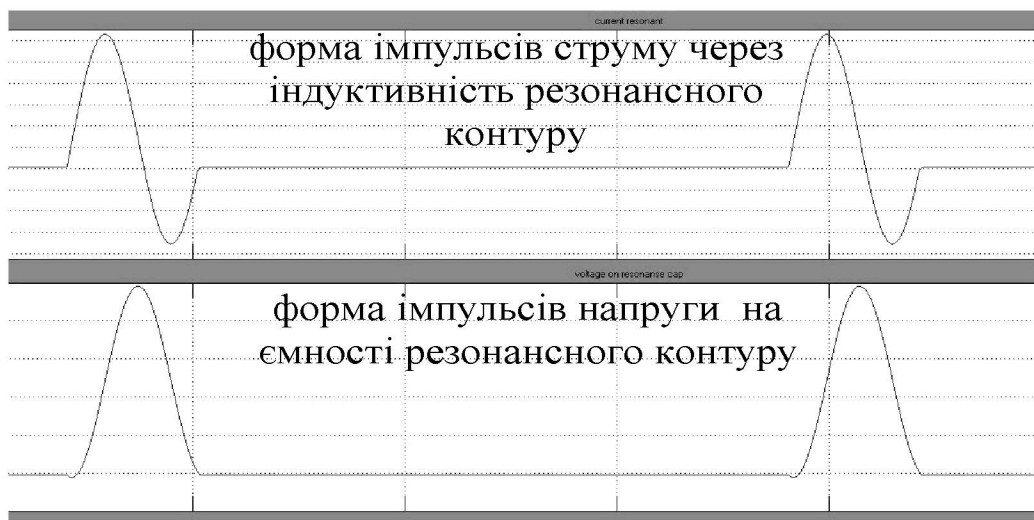


Рисунок 2.3 – Форма високочастотних імпульсів напруги та струму резонансного контуру

Резонансний інвертор, що входить до складу перетворювача частоти на рис. 2.1, працює таким чином. Коли на транзистор $VT1$ надходить керуючий імпульс (t_0), дросель L_r починає накопичувати енергію. У момент часу t_1 , коли струм крізь L_r досягає значення струму крізь L_f , закривається діод $VD1$ і починається зарядка конденсатора C_r . Струм крізь L_r продовжує рости до тих пір, поки напруга на C_r не досягне значення $U_s/2$ в момент t_2 , а потім починає зменшуватись. Конденсатор C_r по косинусоїдному закону заряджається до значення U_s , що відповідає моменту часу t_3 , при якому струм крізь L_r знову досягає значення струму через L_f , після чого починається його розрядка за тим

же законом. Після того, як накопичена енергія в котушці індуктивності L_r повністю розсіюється, розрядка конденсатора C_r триває за лінійним законом і в момент t_4 , коли напруга на ньому досягне нульового рівня, відмикається діод $VD1$, який шунтує конденсатор C_r , а котушка індуктивності фільтра L_f , яка весь цей час підзаряджалася від резонансного контуру, починає віддавати енергію конденсатора фільтра C_f , який, в свою чергу живить навантаження до моменту t_5 , що відповідає початку наступного керуючого імпульсу для відмикання основного транзистора інвертора.

Дослідження електромагнітних процесів в силовій частині дволанкового перетворювача частоти на основі резонансного інвертора, в залежності від керуючої величини, зручно здійснити за допомогою методу простору змінних стану [27, 28, 42, 46, 47, 56, 98, 101, 117]. Схема заміщення резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням представлена на рис. 2.4.

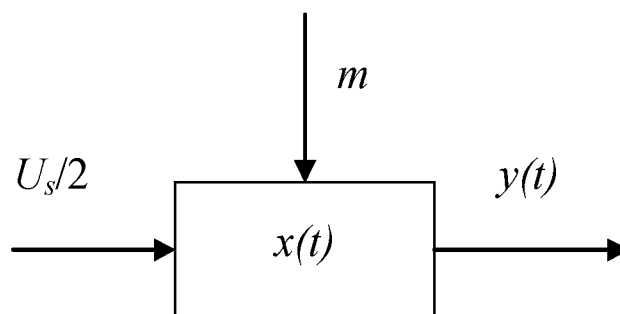


Рисунок 2.4 – Схема заміщення резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням

Керованою змінною є напруга на виході перетворювача $y(t) = u_{out}(t)$. Вхідним параметром є напруга $U_s/2$ на накопичувальних ємностях C_d автономного інвертора. Керуючим параметром є скважність імпульсів m , що є пропорційною до частоти проходження імпульсів напруги, які відкривають один з силових транзисторів півмоста під час позитивної півхвилі вихідної напруги, а інший - під час негативної півхвилі.

Процеси, що відбуваються в силовій частині перетворювача, характеризуються вектором стану $\mathbf{x}_i(t)$, який отримано в результаті рішення диференціальних рівнянь на міжкомутаційних інтервалах. Вектор стану $\mathbf{x}_i(t)$ в транспонованому вигляді можна записати як $\mathbf{x}_i^T(t) = [i_{Lr_i}(t) \ u_{Cr_i}(t) \ i_{Lf_i}(t) \ u_{Cf_i}(t)]$, де $i = 1..5$ – номер міжкомутаційного етапу.

Для опису процесів, що відбуваються в резонансному інверторі, розглянемо один цикл роботи, умовно розбитий на 5 етапів. Схеми заміщення силової частини перетворювача протягом умовних етапів $\Delta t_1 - \Delta t_5$ представлені на рис. 2.5, а - д відповідно.

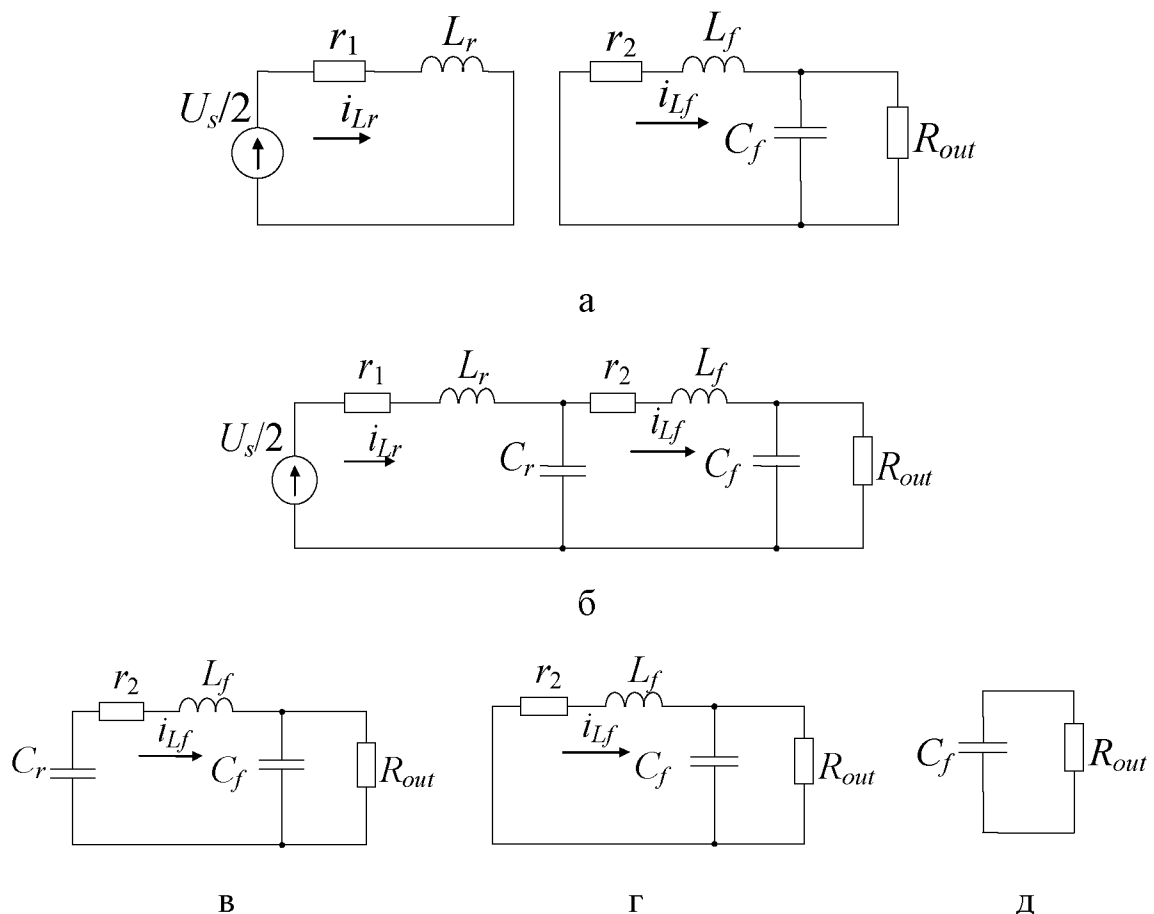


Рисунок 2.5 – Схеми заміщення силової частини резонансного інвертора, який входить в склад перетворювача частоти

Складемо диференційні рівняння для кожного етапу. Диференційні рівняння, що описують роботу резонансного інвертора протягом 5 послідовних етапів, мають такий вигляд:

а) для першого етапу

$$\begin{cases} \frac{di_{Lr}}{dt} = -\frac{r_1 \cdot i_{Lr}}{L_r} + \frac{0,5U_s}{L_r}; \\ \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{r_2 \cdot i_{Lf}}{L_f} - \frac{u_{Cf}}{L_f}; \\ \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{u_{Cf}}{R_{out} \cdot C_f}; \\ u_{Cf} = u_{out}. \end{cases} \quad (2.1)$$

б) для другого етапу

$$\begin{cases} \frac{di_{Lr}}{dt} = -\frac{r_1 \cdot i_{Lr}}{L_r} - \frac{u_{Cr}}{L_r} + 0,5 \frac{U_s}{L_r}; \\ \frac{du_{Cr}}{dt} = \frac{i_{Lr}}{C_r} - \frac{i_{Lf}}{C_r}; \\ \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{i_{Lf} \cdot r_2}{L_f} - \frac{u_{Cf}}{L_f} + \frac{u_{Cr}}{L_f}; \\ \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{u_{Cf}}{R_{out} \cdot C_f}; \\ u_{Cf} = u_{out}. \end{cases} \quad (2.2)$$

в) для третього етапу

$$\begin{cases} \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{i_{Lf} \cdot r_2}{L_f} - \frac{u_{Cf}}{L_f} - \frac{u_{Cr}}{L_f}; \\ \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{u_{Cf}}{R_{out}C_f}; \\ u_{Cf} = u_{out}. \end{cases} \quad (2.3)$$

г) для четвертого етапу

$$\begin{cases} \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{i_{Lf} \cdot r_2}{L_f} - \frac{u_{Cf}}{L_f}; \\ \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{u_{Cf}}{R_{out}C_f}; \\ u_{Cf} = u_{out}. \end{cases} \quad (2.4)$$

д) для п'ятого етапу

$$\begin{cases} \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{u_{Cf}}{R_{out} \cdot C_f}; \\ u_{out} = u_{Cf}. \end{cases} \quad (2.5)$$

В векторно-матричному вигляді наведені системи рівнянь приймуть такий вид:

а) для першого етапу

$$\dot{\mathbf{x}}_1(t) = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x}_1(t) + \mathbf{B}_1 \cdot 0,5U_s; \quad \mathbf{y}_1(t) = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x}_1(t); \quad (2.6)$$

б) для другого етапу

$$\dot{\mathbf{x}}_2(t) = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x}_2(t) + \mathbf{B}_2 \cdot 0,5U_s; \mathbf{y}_2(t) = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x}_2(t); \quad (2.7)$$

в) для третьего етапу

$$\dot{\mathbf{x}}_3(t) = \mathbf{A}_3 \cdot \mathbf{x}_3(t) + \mathbf{B}_3 \cdot 0,5U_s; \mathbf{y}_3(t) = \mathbf{C}_3 \cdot \mathbf{x}_3(t); \quad (2.8)$$

г) для четвертого етапу

$$\dot{\mathbf{x}}_4(t) = \mathbf{A}_4 \cdot \mathbf{x}_4(t) + \mathbf{B}_4 \cdot 0,5U_s; \mathbf{y}_4(t) = \mathbf{C}_4 \cdot \mathbf{x}_4(t); \quad (2.9)$$

д) для п'ятого етапу

$$\dot{\mathbf{x}}_4(t) = \mathbf{A}_4 \cdot \mathbf{x}_4(t) + \mathbf{B}_4 \cdot 0,5U_s; \mathbf{y}_4(t) = \mathbf{C}_4 \cdot \mathbf{x}_4(t), \quad (2.10)$$

де

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_2}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_r} & 0 & -\frac{1}{C_r} & 0 \\ -\frac{r_2}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_f} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} & -\frac{r_2}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_f} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_2}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_{out} \cdot C_f} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_{out} \cdot C_f} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_5 = \mathbf{B}_4 = \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = \mathbf{C}_3 = \mathbf{C}_4 = \mathbf{C}_5 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1].$$

Матриці \mathbf{A}_{1-5} описують топологію кола, матриці \mathbf{B}_{1-5} - підключення джерела до резонансного контуру, матриці \mathbf{C}_{1-5} - напрямки струмів в контурі.

Рішеннями векторно-матричних диференціальних рівнянь є функції:

а) для першого етапу

$$\mathbf{x}_1(t) = e^{\mathbf{A}_1 t} \cdot \mathbf{x}_1(0) + \int_0^t e^{\mathbf{A}_1(t-\tau)} \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{E} \cdot d\tau = e^{\mathbf{A}_1 t} \cdot \mathbf{x}_1(0) + \mathbf{A}_1^{-1} (e^{\mathbf{A}_1 t} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 \mathbf{E}; \quad (2.11)$$

б) для другого етапу

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_2(t) &= e^{\mathbf{A}_2(t-t_1)} \cdot \mathbf{x}_2(t_1) + \int_0^{t-t_1} e^{\mathbf{A}_2(t-t_1-\tau)} \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{E} \cdot d\tau = \\ &= e^{\mathbf{A}_2(t-t_1)} \cdot \mathbf{x}_2(t_1) + \mathbf{A}_2^{-1} (e^{\mathbf{A}_2(t-t_1)} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_2 \mathbf{E}; \end{aligned} \quad (2.12)$$

в) для третього етапу

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_3(t) &= e^{\mathbf{A}_3(t-t_2)} \cdot \mathbf{x}_3(t_2) + \int_0^{t-t_2} e^{\mathbf{A}_3(t-t_2-\tau)} \mathbf{B}_3 \cdot \mathbf{E} \cdot d\tau = \\ &= e^{\mathbf{A}_3(t-t_2)} \cdot \mathbf{x}_3(t_2) + \mathbf{A}_3^{-1} (e^{\mathbf{A}_3(t-t_2)} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_3 \mathbf{E} = e^{\mathbf{A}_3(t-t_2)} \cdot \mathbf{x}_3(t_2); \end{aligned} \quad (2.13)$$

г) для четвертого етапу

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_4(t) &= e^{\mathbf{A}_4(t-t_3)} \cdot \mathbf{x}_4(t_3) + \int_0^{t-t_3} e^{\mathbf{A}_4(t-t_3-\tau)} \mathbf{B}_4 \cdot \mathbf{E} \cdot d\tau = \\ &= e^{\mathbf{A}_4(t-t_3)} \cdot \mathbf{x}_4(t_3) + \mathbf{A}_4^{-1} (e^{\mathbf{A}_4(t-t_3)} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_4 \mathbf{E} = e^{\mathbf{A}_4(t-t_3)} \cdot \mathbf{x}_4(t_3); \end{aligned} \quad (2.14)$$

д) для п'ятого етапу

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_5(t) &= e^{\mathbf{A}_5(t-t_4)} \cdot \mathbf{x}_5(t_4) + \int_0^{t-t_4} e^{\mathbf{A}_5(t-t_4-\tau)} \mathbf{B}_5 \cdot \mathbf{E} \cdot d\tau = \\ &= e^{\mathbf{A}_5(t-t_4)} \cdot \mathbf{x}_5(t_4) + \mathbf{A}_5^{-1} (e^{\mathbf{A}_5(t-t_4)} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_5 \mathbf{E} = e^{\mathbf{A}_5(t-t_4)} \cdot \mathbf{x}_5(t_4). \end{aligned} \quad (2.15)$$

Епюри струму і напруги в резонансному контурі, необхідні для розрахунку часу для кожного етапу наведено на рис. 2.6

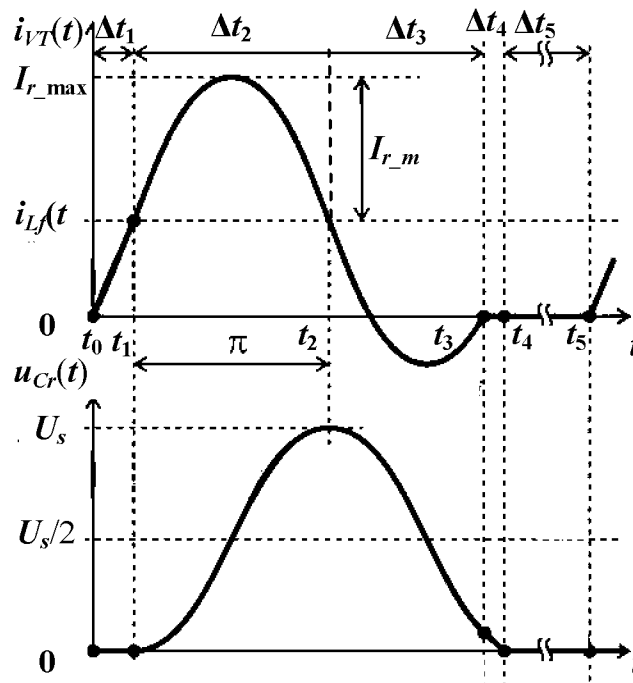


Рисунок 2.6 – Епюри струму і напруги в резонансному контурі

Так як цикл роботи резонансного інвертора умовно розбитий на 5 послідовних етапів, причому кінцеві умови на кожному з етапів є початковими для подальшого, то для визначення моментів початку і закінчення кожного з етапів необхідно визначити їх тривалості, які є наступними:

а) тривалість першого етапу

$$\Delta t_1 = \frac{2i_{Lf}(t_0) \cdot L_r}{U_s}, \quad (2.16)$$

де $i_{Lf}(t_0)$ - миттєве значення струму через індуктивність фільтра в момент початку керуючого імпульсу, L_r - індуктивність резонансного індуктора, U_s - постійна напруга на вході інвертора.

б) тривалість другого етапу

$$\Delta t_2 = \frac{T_r}{2} + \frac{\arcsin(i_{Lf}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r}; \quad (2.17)$$

де I_{r_m} - амплітуда резонансного струму, T_r - резонансний період, $\omega_r = 1/T_r$ - циклічна резонансна частота (власна частота резонансного контуру).

в) тривалість третього етапу

$$\Delta t_3 = \frac{T_r}{2} - \frac{2 \arcsin(i_{Lf}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r}; \quad (2.18)$$

г) тривалість четвертого етапу

$$\Delta t_4 = \frac{U_s}{2} \left[1 - \cos \left(\omega_r \left[T_r - \frac{\arcsin(i_{Lf}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r} + \frac{2i_{Lf}(t_0)L_r}{U_s} \right] \right) \right] \cdot \frac{C_r}{i_{Lf}(t_0)}; \quad (2.19)$$

д) тривалість п'ятого етапу

$$\Delta t_5 = t_i - t_4. \quad (2.20)$$

Ґрунтуючись на отриманих тривалостях етапів (2.16-2.20) отримано моменти закінчення кожного з етапів наступні.

Момент закінчення першого умовного етапу:

$$t_1 = t_0 + \frac{2i_{Lf}(t_0) \cdot L_r}{U_s}. \quad (2.21)$$

Момент закінчення другого умовного етапу:

$$t_2 = t_0 + t_1 + \frac{T_r}{2} + \frac{\arcsin(i_{Lf}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r}. \quad (2.22)$$

Момент закінчення третього умовного етапу:

$$t_3 = t_0 + T_r - \frac{\arcsin(i_{Lf}(t_0)/I_{r_m})}{\omega_r} + \frac{2i_{Lf}(t_0)L_r}{U_s}. \quad (2.23)$$

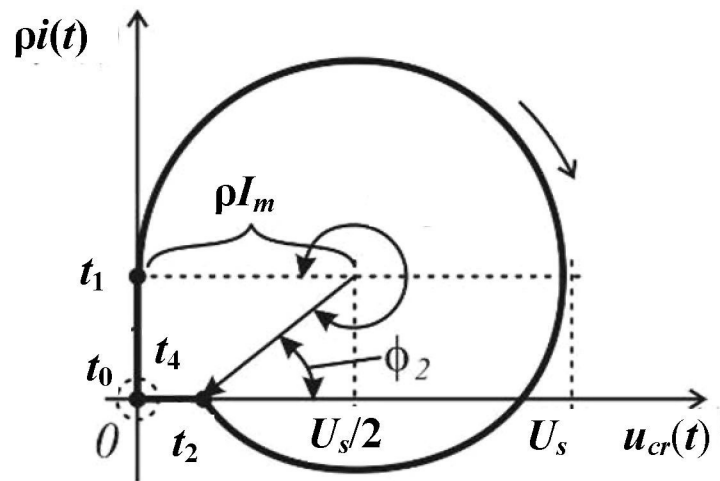
Момент закінчення четвертого умовного етапу:

$$t_4 = t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4. \quad (2.24)$$

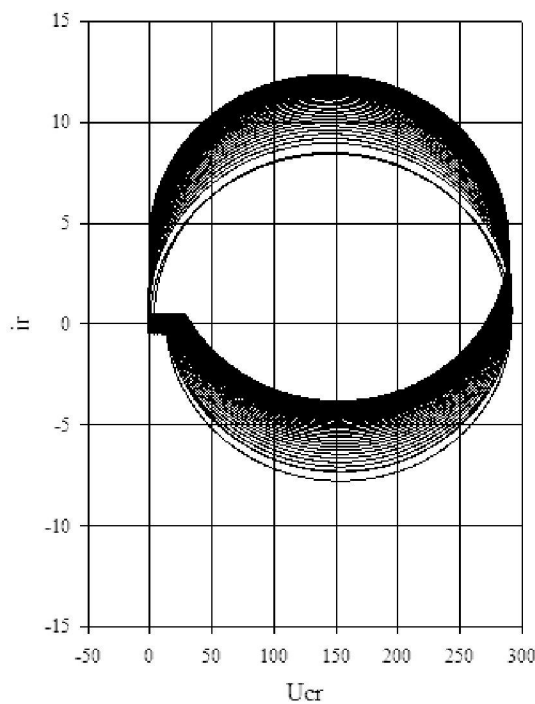
Момент закінчення п'ятого умовного етапу:

$$t_5 = t_i. \quad (2.25)$$

На рис. 2.7 представлені фазові теоретична (а) і експериментальна (б) діаграми циклу роботи резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням, побудовані на основі отриманих рішень системи диференціальних рівнянь (2.11-2.15).



а



б

Рисунок 2.7 - Фазові теоретична (а) і експериментальна (б) діаграми циклу роботи резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням

Отримані фазові діаграми дозволяють наочно оцінити електромагнітні процеси, що проходять в силовій частині перетворювача частоти. Завдяки побудованій моделі отримано точну форму високочастотних імпульсів та визначено тривалості етапів, при яких можна отримати бажану форму високочастотних синусоїдних імпульсів із низьким коефіцієнтом гармонік.

2.2 Визначення функціоналу високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі, меж та похибки його застосування

Проаналізуємо схему ПЧ, показану на рис. 2.1. Силкові ключі будемо рахувати ідеальними і безінерційними. Постійні часу випрямляча та резонансного інвертора з вихідним фільтром відрізняються більш ніж на три порядки, тому можна розділити їх опис в окремі задачі.

Для того, щоб вихідний фільтр здійснював згладжування високочастотних імпульсів для забезпечення допустимого коефіцієнта гармонік необхідно, щоб частота зрізу фільтра відрізнялась від частоти резонансного контуру на 2 порядки. В такому разі для всіх сигналів, перша гармоніка яких більше частоти зрізу фільтра в декілька разів, вищі гармоніки не впливатимуть на вихідну напругу. Тобто, на миттєве значення вихідної напруги ПЧ впливатиме тільки поточне значення функціоналу високочастотних імпульсів, що представляє собою залежність середнього значення високочастотного імпульсу від його тривалості t_{imp} , при чому час $t_{imp} = f(i_{Lf}(t_0))$ є змінною величиною, так як залежить від тривалостей лінійних ділянок імпульсів резонансних напруги Δt_4 та струму Δt_1 .

Отже, тривалість високочастотного імпульсу напруги можна визначити як

$$t_{imp} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 = f(i_{Lf}(t_0)),$$

де $i_{Lf}(t_0)$ – миттєве значення струму через індуктивність фільтра в момент відкриття одного з транзисторів півмоста

Це дозволить спростити математичну модель напруги і струму резонансного інвертора (2.11) - (2.15). Точне середнє значення високочастотного імпульсу напруги на резонансному конденсаторі за час, що дорівнює періоду резонансного імпульсу дорівнює

$$u_{Crav_ex} = \frac{1}{T_r} \left(\int_0^{t_3} u_{Cr}(t) dt + \frac{u_{Cr}(t_3)}{2} \Delta t_4 \right), \quad (2.26)$$

де моменти та інтервали часу визначаються за формулами (2.19) та (2.23), при

чому, враховуючи, що $\frac{i_{Lf}(t_0)}{I_{r_m}} = \frac{I_{out_m} \sin(\omega_{out} t_0)}{I_{out_m} \cdot k_i}$,

$$t_3 = t_0 + T_r - \frac{\arcsin(\sin(\omega_{out} t_0) / k_i)}{\omega_r} + \frac{2i_{Lf}(t_0)L_r}{U_s}, \text{ а } u_{Cr}(t_3) = 1 - \cos \omega_r t_3.$$

Для перетворювача, наведеного на рис. 2.1, форма високочастотного імпульсу напруги може бути описана залежністю (з урахуванням того, що частота ω_r відповідає періоду T_r)

$$u_{Cr}(\tau) \approx \frac{U_s}{2} (1 - \cos(\omega_r \tau)). \quad (2.27)$$

де τ - час, який відраховується від початку одного керуючого імпульсу відмикання силових ключів інвертора та закінчується перед початком наступного керуючого імпульсу. Враховуючи, що $t_{imp} \approx T_r$, приблизне середнє значення високочастотного імпульсу напруги u_{Crav_ap} за час, що дорівнює періоду резонансного контуру можна визначити як

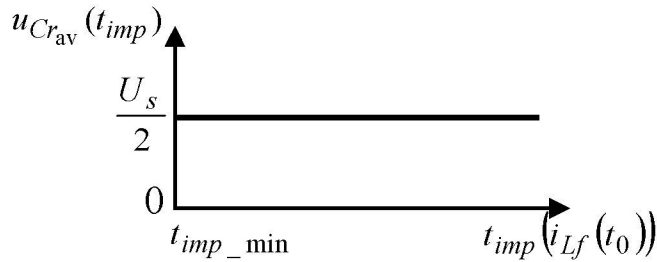
$$\begin{aligned} u_{Crav_ap} &= \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} u_{Cr}(\tau) d\tau = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \frac{U_s}{2} (1 - \cos \omega_r \tau) d\tau = \\ &= \frac{1}{2\pi \sqrt{C_r L_r}} \int_0^{2\pi \sqrt{C_r L_r}} \frac{U_s}{2} \left(1 - \cos \frac{\tau}{\sqrt{C_r L_r}} \right) d\tau = \frac{U_s}{2}, \end{aligned}$$

де U_s - напруга на вході інвертора.

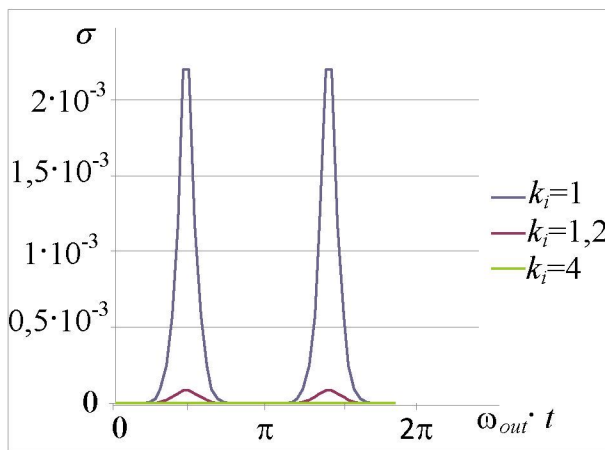
Таким чином, функціонал високочастотних імпульсів, прийме наступний вигляд (рис. 2.8), що математично можна описати наступним чином:

$$u_{Cr_{av}}(t_{imp}) = \frac{U_s}{2};$$

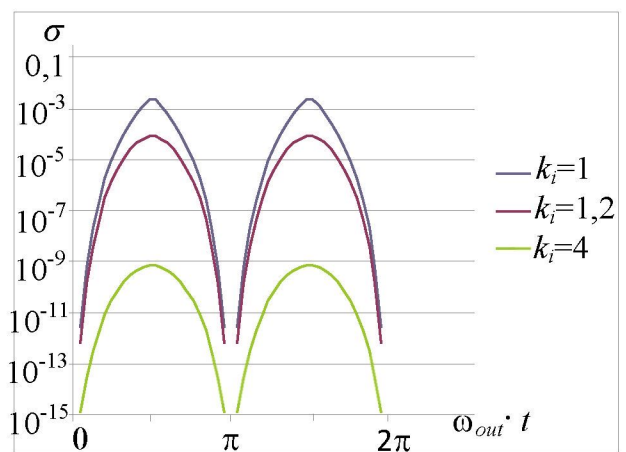
$$t_{imp} \approx T_r = 2\pi\sqrt{C_r L_r}.$$
(2.28)



а



б



в

Рисунок 2.8 - Функціонал високочастотних імпульсів напруги, враховуючи припущення щодо їх косинусоїдного характеру та графіки розрахованих значень похибки в лінійному (а) та логарифмічному (б) масштабі

Приймаючи до уваги, що індуктивність фільтра, яка на два порядки вище за індуктивність резонансного контуру, протягом часу T_r поводить себе як джерело струму із величиною струму $i_{Lf}(t_0)$, низькочастотна складова струму i_{Lf} дорівнює миттєвому значенню струму навантаження $i_{out}(t_0)$, а початкова фаза струму через індуктивність резонансного контуру i_{Lr} визначається значенням

струму через індуктивність фільтра наприкінці фази лінійної зарядки дроселя резонансного контуру, тобто $i_{Lf}(t_0) = i_{Lr}(t_1)$ та з урахуванням того, що при малих кутах $\sin(\alpha) \approx \alpha$, струм в резонансному контурі можна описати залежністю

$$i_{Lr}(\tau) = I_{r_m} \cdot \sin\left(\omega_r \tau - \arcsin\left(\frac{i_{out}(t_0)}{I_{r_m}}\right)\right) + i_{out}(t_0), \quad (2.29)$$

де $i_{out}(t_0) = I_{out_m} \cdot \sin(\omega_{out} t_0)$, I_{out_m} – амплітуда струму в навантаженні; I_{r_m} – амплітуда змінної складової струму в резонансному контурі.

Введемо коефіцієнт струму

$$k_i = \frac{I_{r_m}}{I_{out_m}}, \quad (2.30)$$

де I_{out_m} – амплітуда струму в навантаженні; I_{r_m} – амплітуда струму в резонансному контурі. Цей коефіцієнт показує відношення амплітуди змінної складової резонансного струму до максимального значення струму в навантаженні.

Коефіцієнт k_i визначає початкову фазу синусоїдної кривої струму через котушку індуктивності в резонансному контурі [27, 101] і тривалість першого і четвертого етапів Δt_1 і Δt_4 , при яких відбувається лінійне збільшення струму через резонансну індуктивність і лінійне зниження резонансної напруги відповідно. Проаналізовані електромагнітні процеси (див. підрозділ 2.1) показали, що початок високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі запізнюється на час Δt_1 , а тривалість варіативної ділянки високочастотного імпульсу дорівнює Δt_4 .

Так як на вхід низькочастотного вихідного фільтра надходять імпульси з виходу резонансного контуру з частотою, що принаймні на 2 порядки є більшою за частоту зрізу фільтра, тому на величину вихідної напруги ПЧ

впливає саме функціонал високочастотних імпульсів напруги. Тому, для визначення межі застосування обраного функціоналу високочастотних імпульсів (2.28) необхідно оцінити похибку, яка виникає при його використанні. Визначення похибки проведемо наступним чином

$$\sigma = \frac{|u_{Cr\,av_ap} - u_{Cr\,av_ex}|}{u_{Cr\,av_ex}}. \quad (2.31)$$

Для різних значень коефіцієнта k_i розрахована відносна похибка (2.31) в залежності від фази вихідної напруги. На рис. 2.8 наведені графіки отриманих значень похибок в лінійному (а) і логарифмічному (б) масштабі, розрахованих для $k_i = 1; 1,2; 4$.

Таким чином, найбільше значення похибки спостерігається при максимумі вихідної напруги. При значенні $k_i \geq 1,2$ найбільша похибка досягає 0,0001, тобто нижньою межею для використання функціоналу (2.28), що дозволить використовувати середнє значення високочастотного імпульсу, описаного залежністю (2.27) без помітного впливу похибки на розрахунок керуючої послідовності імпульсів приймемо значення коефіцієнта струму

$$k_i = \frac{I_{r_m}}{I_{out_m}} \geq 1,2. \quad (2.32)$$

Для урахування похибки спрощеної моделі в способі розрахунку часової управляючої послідовності при $k_i < 1,2$ введемо коефіцієнт δ , який визначається відношенням наближеного середнього значення напруги високочастотного імпульсу до точного

$$\delta = \frac{u_{Cr\,av_ap}}{u_{Cr\,av_ex}}. \quad (2.33)$$

Для визначення меж застосування (2.28), знайдемо їх зв'язок з параметрами навантаження. Виразимо коефіцієнт струму через параметри резонансного кола і кола навантаження.

Для розрахунку амплітуди змінної складової струму через індуктивність резонансного контуру необхідно визначити значення хвильового опору. Хвильовий опір резонансного контуру можна визначити із балансу енергій накопичувальних елементів, який можна математично записати наступним чином:

$$\frac{L_r I_{r_m}^2}{2} = \frac{C_r (U_s / 2)^2}{2}.$$

Звідси отримуємо залежність амплітуди резонансного струму від хвильового опору:

$$I_{r_m} = (U_s / 2) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}}. \quad (2.34)$$

Так як амплітуда вихідного струму залежить від бажаних вихідних параметрів перетворювача наступним чином:

$$I_{out_m} = \frac{U_{out_m}}{R_{out}} = \frac{k_u \cdot U_s}{2R_{out}}, \quad (2.35)$$

де $k_u = (2U_{out})/U_s$ - відносна напруга вихідного сигналу, що дорівнює відношенню амплітуди вихідної напруги до амплітуди напруги на конденсаторі резонансного контуру, R_{out} - опір навантаження, то

$$k_i = \frac{2R_{out}}{k_u \cdot U_s} \cdot \frac{U_s}{2\sqrt{L_r / C_r}} = \frac{R_{out}}{k_u \sqrt{L_r / C_r}}. \quad (2.36)$$

Амплітуда вихідного струму повинна бути менше амплітуди струму резонансного контуру $I_{r_m} > I_{out_m}$, інакше індуктивність резонансного контуру буде обмежувати вхідний струм вихідного фільтра і, отже, вихідний струм і напруга будуть менше розрахункових. Таке обмеження можна записати у вигляді

$$k_i = \frac{R_{out}}{k_u \sqrt{L_r / C_r}} \geq 1. \quad (2.37)$$

Проте, для нехтування похибкою обраного функціоналу (2.28) високочастотних імпульсів бажано внести корективку у 2.37

$$k_i = \frac{R_{out}}{k_u \sqrt{L_r / C_r}} \geq 1,2. \quad (2.38)$$

Отже, отримано функціонал високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі, який дозволяє замінити кусково-лінійні функції, що складаються з п'яти ділянок і описані системою рівнянь (2.11)-(2.15) на дві ділянки, одна з яких тотожно дорівнює нулю, а друга представляє ділянку гармонічної функції – для напруги u_{Cr} (2.27), а для струму i_{Lr} – (2.29).

Для визначення області застосування обраного функціоналу оцінено похибку, яка виникає при його використанні. При значенні $k_i \geq 1,2$ найбільша похибка досягає 0,0001, тому при такому значенні коефіцієнта струму для розробки закону часо-імпульсного керування (керуючої послідовності) резонансного інвертора можна використовувати визначений функціонал високочастотних імпульсів, що значно спростить розрахунки.

Також встановлено зв'язок між середнім значенням високочастотних імпульсів напруги на конденсаторі резонансного кола (2.28) з параметрами елементів резонансного контуру і навантаження через коефіцієнт струму k_i (2.37), та визначає межі застосування обраного функціоналу (2.38).

2.3 Визначення співвідношення бажаних характеристик навантаження та параметрів накопичуючих елементів перетворювача

2.3.1. Визначення тривалості високочастотного імпульсу T_r

Форма вихідної напруги $u_{out}(t)$ складається з ділянок імпульсних функцій – часової реакції системи на входні імпульси. Проаналізуємо початкову ділянку такої функції на інтервалі часу рівному T_r .

Початкові значення вихідних характеристик перетворювача дорівнюють нулю ($U_{out} = 0$, $I_{out} = 0$). Струм через індуктивність фільтра при малих t_i має лінійний характер і його середнє значення за умовою неперервних струмів і з урахуванням (2.28) може бути визначений з рівняння

$$i_{L_f-av} = i_i + \frac{U_s T_r}{4 \cdot L_f}, \quad (2.39)$$

де i_i – початковий струм через індуктивність фільтра.

Напругу на навантаженні можна визначити як інтеграл за час T_r струму (2.39) при нульовому значенні струму через навантаження і нульовому значенні початкового струму через індуктивність фільтра. Отримуємо

$$u_{out}(t) = \frac{U_s}{8 \cdot L_f \cdot C_f} T_r^2. \quad (2.40)$$

Вочевидь, напруга на конденсаторі фільтра (2.40) в момент часу T_r повинна дорівнювати вихідній бажаній напрузі, або бути меншою за неї, щоб забезпечити мінімальні пульсації вихідної напруги:

$$\frac{U_s}{8 \cdot L_f \cdot C_f} T_r^2 \leq U_{out_m} \cdot \sin(\omega_{out} T_r). \quad (2.41)$$

З урахуванням рівності $\sin(\omega_{out} T_r) \approx \omega_{out} T_r$ при малих $\omega_{out} T_r$ отримуємо залежність T_r від параметрів системи

$$T_r \leq 4 L_f \cdot C_f \cdot k_u \cdot \omega_{out} = \frac{4 k_u \omega_{out}}{\omega_f^2}, \quad (2.42)$$

де $k_u = (2U_{out})/U_s$ - відносна напруга вихідного сигналу, що дорівнює відношенню амплітуди вихідної напруги до амплітуди напруги на конденсаторі резонансного контуру, $\omega_f = \sqrt{\frac{1}{L_f C_f}}$ - циклічна частота власних коливань вихідного фільтра.

Визначимо величину T_r для ненульового початкового значення вихідної напруги перетворювача:

$$u_{out}(t) = \frac{U_{out_m}}{m} = \frac{U_s k_u}{2m}, \quad (2.43)$$

де $m=1/\gamma$ – це скважність високочастотних імпульсів напруги.

Період власних коливань резонансного контуру для ненульових початкових значень вихідних характеристик визначається із умови

$$T_r \leq \frac{4k_u \omega_{out}}{\omega_f^2 \left(1 - \frac{k_u}{m}\right)}. \quad (2.44)$$

Вирази (2.42) та (2.44) пов'язують параметри вихідного фільтра і резонансного контуру. Їх порівняння показує, що для зниження коефіцієнта гармонік найменший T_r потрібно встановити для нульових початкових умов, тобто для моментів часу переходу струму через нуль. З (2.44) витікає, що для ненульових струмів можна підвищити період власних коливань резонансного контуру, тобто знизити частоту перемикання силових вентилів.

Визначимо доцільні значення m . Так як вихідна напруга є аналоговою величиною, то скважність високочастотних імпульсів напруги $m=1/\gamma$ теоретично може бути доволіною великою, де γ - коефіцієнт заповнення імпульсу.

Для аналізу впливу скважності високочастотних імпульсів m на форму вихідної напруги введемо відносні частоти:

$$k_{out_f} = \frac{f_{out}}{f_f}; \quad k_{f_r} = \frac{f_f}{f_r}, \quad k_{f_sw} = \frac{f_f}{f_{sw}}. \quad (2.45)$$

де f_{out} – частота вихідної напруги, f_f – власна частота коливань фільтра, f_r – власна частота резонансного контуру, f_{sw} – частота комутації силових транзисторів.

Тоді отримуємо залежність власної частоти резонансного контуру від власної частоти вихідного фільтра

$$\omega_r = \frac{\omega_f^2}{4k_u \omega_{out}} = \frac{\omega_{out}}{4k_u k_{out_f}^2}. \quad (2.46)$$

Відносна частота вихідної напруги, що дорівнює відношенню частот вихідної напруги f_{out} та резонансного контуру f_r , може бути представлена наступним чином:

$$k_f = 4k_u k_{out_f}^2 = k_{f_r} k_{out_f}. \quad (2.47)$$

З (2.47) отримуємо

$$k_{f_r} = 4k_u k_{out_f}. \quad (2.48)$$

Скважність резонансних імпульсів може бути представлена наступним чином:

$$m = \frac{1}{\gamma} = \frac{T_{sw}}{T_r} = \frac{f_r}{f_{sw}}. \quad (2.49)$$

Тоді

$$k_{f_sw} = k_{f_r} \cdot m. \quad (2.50)$$

На рис.2.9 показано співвідношення частот ПЧ. Якщо $k_{f_sw} = 1$, тобто $f_f = f_{sw}$, то вихідний фільтр не буде послаблювати складову з частотою f_{sw} . А у випадку коли $R_{out} > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$, тобто ланка вихідного фільтра є коливальною ланкою, то фільтр буде підсилювати складову з частотою f_{sw} , що викличе збільшення коефіцієнту гармонік.

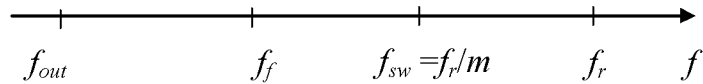


Рисунок 2.9 – Співвідношення частот ПЧ

Для того, щоб ця частота послаблювалась необхідно, щоб коефіцієнт $k_{f_sw} \leq 1/5$, тобто

$$k_{f_sw_max} = \frac{1}{5}. \quad (2.51)$$

Звідси отримуємо обмеження для значення скважності високочастотних імпульсів

$$m \leq \frac{k_{f_sw_max}}{k_{f_r}}. \quad (2.52)$$

Отже, часовий проміжок між двома послідовними імпульсами не повинен перевищувати значення $\frac{k_{f_sw_max}}{k_{f_r}} \cdot T_r$.

2.3.2. Визначення індуктивності і ємності вихідного фільтра

Для розрахунку індуктивності вихідного фільтра визначимо режим його роботи. Так як ця індуктивність окрім накопичення енергії забезпечує ще й струмообмеження, то в залежності від опору навантаження можливі режими неперервних (при малому опорі навантаження) або перервних струмів (при великому опорі) через індуктивність. Залежність вихідної напруги від вхідної буде описуватись по різному для кожного з режимів. Це ствердження можна

пояснити наступними міркуваннями. В усталеному режимі при наявності ненульової напруги на конденсаторі резонансного контуру, струм через індуктивність зростає лінійно

$$L_f \Delta i = (U_s/2 - u_{out}) t_r, \quad (2.53)$$

де $\Delta i = i_{max} - i_{min}$ - різниця між максимальним і мінімальним значенням струму через індуктивність фільтра, t_r - час наростання струму через індуктивність фільтра.

У випадку, коли напруга на конденсаторі резонансного контуру дорівнює нулю, струм через індуктивність зменшується також лінійно

$$L_f \Delta i = u_{out} \cdot T_f, \quad (2.54)$$

де T_f - час спадання струму через індуктивність фільтра.

Вирішуючи спільно рівняння (2.53) та (2.54), отримаємо залежність середнього значення вихідної напруги перетворювача від вхідної за час між комутаційними імпульсами T_{sw}

$$u_{out} = U_s/2 \cdot T_r / (T_r + T_f). \quad (2.55)$$

Врахуємо, що коефіцієнт заповнення високочастотного імпульсу напруги

$$\gamma = T_r / T_{sw}, \quad (2.56)$$

де T_{sw} - час між моментами початку двох послідовних керуючих імпульсів для основного силового транзистора, що комутується під час однієї з півхвиль вихідної низькочастотної напруги перетворювача.

Таким чином, в режимі неперервних струмів залежність середнього значення вихідної напруги перетворювача від вхідної (2.55) можна представити у виді

$$u_{out}=U_s/2 \cdot T_r/(T_r+T_f)=U_s/2 \cdot T_r/T_{sw}=U_s/2 \gamma. \quad (2.57)$$

В режимі перервних струмів через дросель фільтра

$$u_{out}=U_s/2 \cdot T_r/(T_r+T_f) \neq U_s/2 \gamma. \quad (2.58)$$

Так як час (T_r+T_f) в режимі розривних струмів через дросель фільтра є меншим за T_{sw} та залежить від кількох факторів – індуктивності дроселя і опору навантаження, вхідної і вихідної напруг, а коефіцієнт заповнення імпульсу завжди відомий, так як задається системою керування, то для розробки інвертора краще використовувати режим неперервних струмів, при якому залежність вихідної напруги перетворювача від вхідної описується виразом (2.57).

Для розрахунку мінімального значення індуктивності фільтра, при якому забезпечується режим неперервних струмів використаємо баланс енергій між фільтром і колом навантаження. Енергія, яку запасено в індуктивному накопичувачі фільтра, дорівнює енергії, яка виділяється в навантаженні протягом часу відсутності імпульсу резонансної напруги

$$\frac{L_f(i_{\max}^2 - i_{\min}^2)}{2} = u_{out} i_{out} (T_{sw} - T_r), \quad (2.59)$$

де u_{out} , i_{out} – середні значення вихідної напруги і струму за інтервал часу T_{sw} .

З урахуванням того, що $i_{out} = \frac{(i_{max} + i_{min})}{2}$, $R_{out} = \frac{u_{out}}{i_{out}}$, $\Delta i = i_{max} - i_{min}$, для

граничного випадку $i_{out} = \Delta i/2$ отримаємо рівняння

$$L_f \Delta i = u_{out} (T_{sw} - T_r), \quad (2.60)$$

звідки

$$L_f = 0,5 R_{out} T_r (1/\gamma - 1). \quad (2.61)$$

В (2.61) використовується найбільше допустиме значення $m=1/\gamma$, визначене за умовою (2.52).

Опір навантаження R_{out} відповідає заданому значенню вихідної потужності P_{out} і його може бути визначено, як

$$R_{out} = \frac{\left(\frac{U_s}{2} k_u \right)^2}{2 P_{out}}. \quad (2.62)$$

Мінімальну індуктивність фільтра необхідно розраховувати для максимального значення опору навантаження R_{out_max} для забезпечення режиму неперервних струмів. Задамо максимальний опір навантаження, що відповідає мінімальній потужності

$$R_{out_max} = 2 R_{out}. \quad (2.63)$$

Виходячи із цих міркувань визначимо мінімальне значення індуктивності фільтра:

$$L_{f_min} = \frac{\left(\frac{U_s}{2} k_u\right)^2 T_r (m-1)}{2P_{out}}. \quad (2.64)$$

Для визначення ємності фільтра накладемо додаткову умову до фазової характеристики, що визначається передатною функцією фільтра. Постійна часу фільтра $T = \frac{1}{\omega_f}$ повинна бути обрана за умови відставання вихідної напруги від бажаної (опорної) за фазою не більше 1° , що забезпечується при

$$\frac{1}{k_{out_f}} = \frac{\omega_f}{\omega_{out}} \geq q = 40, \quad (2.65)$$

тобто, при

$$\frac{1}{k_{out_f_min}} = q = 40. \quad (2.66)$$

(2.66) визначає найменшу частоту вихідного фільтра. Тоді отримаємо

$$\frac{1}{L_f C_f} \geq \frac{\omega_{out}^2}{k_{out_f_min}^2}. \quad (2.67)$$

Вирази (2.42), (2.64), (2.67) складають систему рівнянь з трьома невідомими (L_f , C_f , T_r), що дозволяють визначити параметри ПЧ для заданих (бажаних) характеристик вихідної напруги.

Порядок розрахунку може бути наступний:

- за відомою вихідною частотою f_{out} із умови (2.66) або (2.67) визначаємо частоту фільтра f_f ;
- за заданим значенням відносної вихідної напруги k_u і розрахованою f_f по (2.42) визначаємо T_r ;

- використовуючи розраховані параметри, за заданою вихідною потужністю по (2.64) та максимальною допустимою скважністю (2.52) визначаємо мінімальну індуктивність фільтра L_{f_min} ;

- за відомою частотою фільтра і його індуктивністю визначаємо ємність фільтра C_f .

2.3.3. Визначення індуктивності і ємності резонансного контуру

В підрозділі 2.2 визначено допустимі значення хвильового опору за умови, що амплітуда вихідного струму повинна бути менше амплітуди струму резонансного контуру $I_{r_m} > I_{out_m}$. Враховуючи, що $k_i = I_{r_m} / I_{out_m}$, для забезпечення допустимої похибки спрощеної моделі [101] повинна виконуватись умова (2.38):

$$k_i = \frac{R_{out}}{k_u \sqrt{L_r / C_r}} \geq 1,2.$$

Або для випадку індуктивного навантаження

$$k_i = \frac{Z_{out}}{k_u \sqrt{L_r / C_r}} \geq 1,2.$$

З (2.38) випливає, що хвильовий опір резонансного контуру залежить для обраного коефіцієнта струму тільки від опору навантаження і коефіцієнта напруги. Отримуємо систему рівнянь для розрахунку параметрів елементів резонансного контуру:

$$\begin{cases} \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} = \frac{f_{out}}{k_f}, \\ \frac{R_{out}}{k_u\sqrt{L_r/C_r}} = k_i. \end{cases} \quad (2.68)$$

Добуток цих рівнянь дозволяє визначити індуктивність резонансного дроселя як

$$L_r = \frac{R_{out} k_f}{2\pi f_{out} k_u k_i}, \quad (2.69)$$

а частка – ємність резонансного конденсатора як

$$C_r = \frac{k_f k_u k_i}{2\pi R_{out} f_{out}}. \quad (2.70)$$

З (2.38) випливає, що хвильовий опір резонансного контуру залежить для обраного коефіцієнта струму тільки від опору навантаження і коефіцієнта напруги. Для отримання залежності хвильового опору від опору навантаження та вихідної потужності виконано такі перетворення, виходячи з (2.38):

$$\sqrt{L_r/C_r} = \frac{R_{out}}{k_u k_i} = \frac{u_{out}}{i_{out} k_u k_i} \cdot \frac{u_{out}}{u_{out}} = \frac{u_{out}^2}{P_{out} k_u k_i} = \frac{\left(\frac{U_s}{2} \cdot k_u\right)^2}{P_{out} k_u k_i} = \frac{\left(\frac{U_s}{2}\right)^2 \cdot k_u}{P_{out} k_i}.$$

Для наочного представлення залежності (2.38) від факторів впливу на рис. 2.10, що відповідає значенням, представленим в табл. 2.1, наведено

залежність хвильового опору резонансного контуру від R_{out} для сталого значення коефіцієнта струму $k_i = 2$ і різних значень відносної вихідної напруги k_u , а на рис.2.11, що відповідає розрахунковим значенням з табл. 2.2 - залежність хвильового опору від вихідної потужності для $U_s = 540$ В, $k_i = 2$ і різних значень k_u .

Таблиця 2.1 – Залежність хвильового опору резонансного контуру від опору навантаження R_{out} для $k_i=2$

$R_{out},$ Ом	$\sqrt{L_r/C_r}, \text{ Ом}$		
	$k_u = 0,5$	$k_u = 0,25$	$k_u = 0,125$
1	1	2	4
50	50	100	200
100	100	200	400
150	150	300	600
200	200	400	800

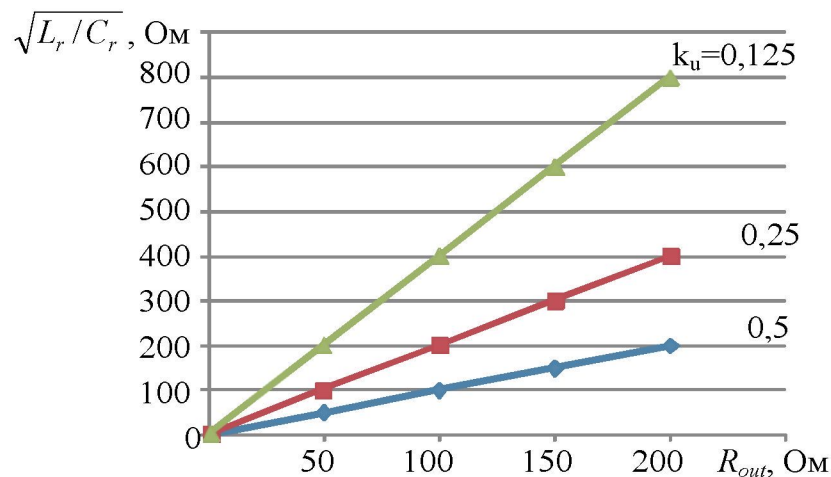


Рисунок 2.10 - Залежність хвильового опору резонансного контуру від опору навантаження R_{out} для $k_i=2$

Таблиця 2.2 – Залежність хвильового опору від вихідної потужності для $k_i=2$

U_s	k_u	P, Вт					
		100	200	500	1000	1500	2000
540	0,5	182,25	91,13	36,45	18,23	12,15	9,11
540	0,25	91,13	45,56	18,23	9,11	6,08	4,56
540	0,125	45,56	22,78	9,11	4,56	3,04	2,28
540	0,5	182,25	91,13	36,45	18,23	12,15	9,11
300	0,5	56,25	28,13	11,25	5,63	3,75	2,81
100	0,5	6,25	3,13	1,25	0,63	0,42	0,31

Аналіз наведених на рис.2.10 і рис.2.11 залежностей показує, що зі збільшенням вихідної потужності хвильовий опір має зменшуватися, а струм через силові ключі буде збільшуватися при фіксованій напрузі U_s . Найменший струм буде спостерігатись при найбільшому хвильовому опорі, тобто при $k_u=0,5$, $U_s=540$ В.

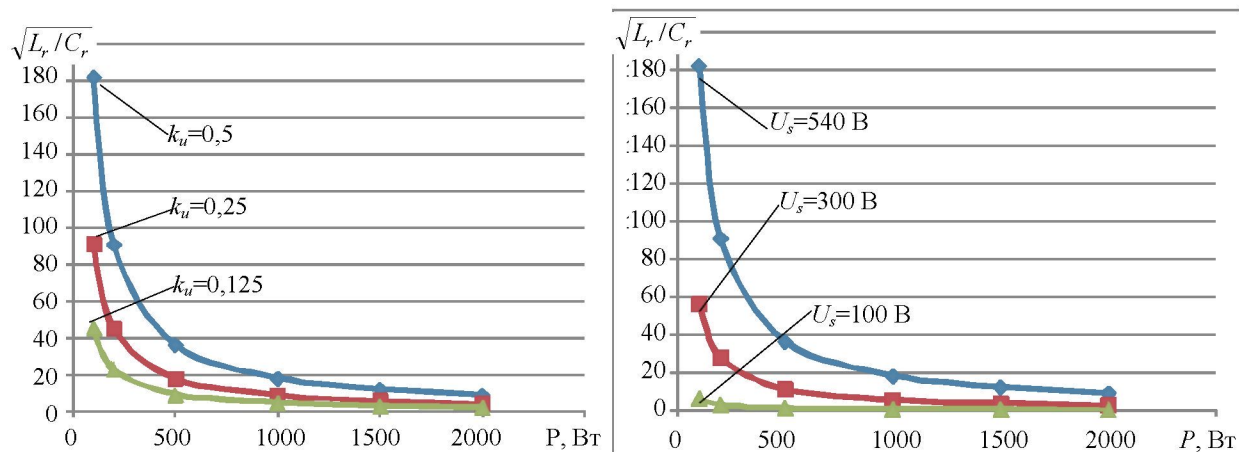


Рисунок 2.11 – Залежність хвильового опору від вихідної потужності для $k_i=2$, $U_s=540$ В (а), $k_u=0,5$ (б)

По даним, приведеним в таблиці 2.3, на рис. 2.12 побудовано залежність максимального струму через силові ключі від потужності для різних значень вхідної напруги інвертора U_s . Для отримання залежності максимального струму

через силові ключі від вихідної потужності виконано такі перетворення залежності, що описує струм в резонансному контурі (2.29) з урахуванням (2.30):

$$i_r(\tau) = I_{r_m} \cdot \sin\left(\omega_r \tau - \arcsin\left(\frac{\sin(\omega_{out} t_0)}{k_i}\right)\right) + \frac{I_{r_m}}{k_i} \cdot \sin(\omega_{out} t_0),$$

$$i_r(\tau) = I_{r_m} \cdot \left(\sin\left(\omega_r \tau - \arcsin\left(\frac{\sin(\omega_{out} t_0)}{k_i}\right)\right) - \frac{1}{k_i} \cdot \sin(\omega_{out} t_0) \right).$$

Отже, максимальний струм через силові ключі інвертора становить

$$i_{r_max}(\tau) = I_{r_m} \cdot \sin(\pi/2) + I_{out_m} = I_{out_m}(k_i + 1), \quad (2.71)$$

де

$$I_{out_m} = \frac{P_{max}}{\frac{U_s}{2} \cdot k_u}.$$

З (2.71) витікає, що максимальний струм через силові ключі пропорційно залежить від вихідного струму, з коефіцієнтом пропорційності (k_i+1) . Найменше значення цього струму з урахуванням (2.37) може дорівнювати $2I_{out_m}$ при $k_i=1$.

Таблиця 2.3 - Залежність максимального струму через силові ключі від вихідної потужності для $k_i=2$

U_s	k_u	$P, \text{ Вт}$					
		100	200	500	1000	1500	2000
540	0,5	2,22	4,44	11,11	22,22	33,33	44,44
300	0,5	4,00	8,00	20,00	40,00	60,00	80,00
100	0,5	12,00	24,00	60,00	120,00	180,00	240,00

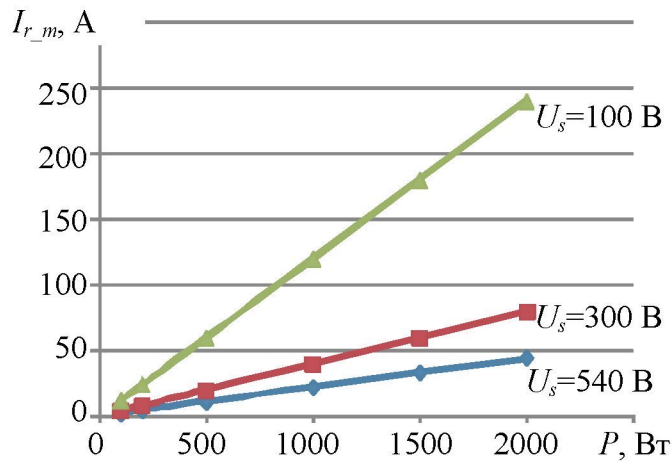


Рисунок 2.12 – Залежність максимального струму через силові ключі від вихідної потужності для $k_i=2$, $k_u=0,5$.

Аналіз наведених на рис. 2.12 залежностей показує, що зі збільшенням вихідної потужності струм через силові ключі буде збільшуватися при фіксованій напрузі U_s .

На рис. 2.13, що відповідає розрахунковим даним, представленим в табл.2.4, наведено залежність параметрів елементів резонансного контуру від вихідної потужності для різних k_u і наступних параметрів інвертора:

- коефіцієнт струму $k_i = 2$;
- власна частота резонансного контуру $f_r = 240$ кГц;
- частота вихідної напруги $f_{out} = 50$ Гц;
- постійна напруга на вході інвертора $U_s = 540$ В.

Для отримання залежностей індуктивності і ємності резонансного контуру від вихідної потужності виконано такі перетворення (2.69) та (2.70) :

$$\begin{aligned}
 L_r &= \frac{R_{out} k_f}{2\pi f_{out} k_u k_i} = \frac{k_f}{\omega_{out} k_u k_i} \cdot \frac{u_{out}}{i_{out}} \cdot \frac{u_{out}}{u_{out}} = \frac{k_f}{\omega_{out} k_u k_i} \cdot \frac{u_{out}^2}{P_{out}} = \\
 &= \frac{k_f}{\omega_{out} k_u k_i} \cdot \frac{\left(\frac{U_s}{2} \cdot k_u\right)^2}{P_{out}} = \frac{k_f}{\omega_{out} k_i} \cdot \frac{\left(\frac{U_s}{2}\right)^2 \cdot k_u}{P_{out}};
 \end{aligned}$$

$$C_r = \frac{k_f k_u k_i}{2\pi R_{out} f_{out}} = \frac{k_f k_u k_i}{\omega_{out}} \cdot \frac{i_{out}}{u_{out}} \cdot \frac{u_{out}}{u_{out}} = \frac{k_f k_u k_i}{\omega_{out}} \cdot \frac{P_{out}}{u_{out}^2} =$$

$$= \frac{k_f k_u k_i}{\omega_{out}} \cdot \frac{P_{out}}{\left(\frac{U_s}{2} \cdot k_u\right)^2} = \frac{k_f k_i}{\omega_{out}} \cdot \frac{P_{out}}{\left(\frac{U_s}{2}\right)^2 \cdot k_u}.$$

Таблиця 2.4 – Параметри резонансного контуру ($k_i=2$, $f_{out}=50$ Гц, $U_s=540$ В, $f_r = 240$ кГц)

Індуктивність L_r , Гн						
k_u	P , Вт					
	100	200	500	1000	1500	2000
0,5	$1,21 \cdot 10^{-4}$	$6,04 \cdot 10^{-5}$	$2,42 \cdot 10^{-5}$	$1,21 \cdot 10^{-5}$	$8,06 \cdot 10^{-6}$	$6,04 \cdot 10^{-6}$
0,25	$6,04 \cdot 10^{-5}$	$3,02 \cdot 10^{-5}$	$1,21 \cdot 10^{-5}$	$6,04 \cdot 10^{-6}$	$4,03 \cdot 10^{-6}$	$3,02 \cdot 10^{-6}$
0,125	$3,02 \cdot 10^{-5}$	$1,51 \cdot 10^{-5}$	$6,04 \cdot 10^{-6}$	$3,02 \cdot 10^{-6}$	$2,02 \cdot 10^{-6}$	$1,51 \cdot 10^{-6}$
Ємність C_r , Ф						
k_u	P , Вт					
	100	200	500	1000	1500	2000
0,5	$3,64 \cdot 10^{-9}$	$7,28 \cdot 10^{-9}$	$1,82 \cdot 10^{-8}$	$3,64 \cdot 10^{-8}$	$5,46 \cdot 10^{-8}$	$7,28 \cdot 10^{-8}$
0,25	$7,28 \cdot 10^{-9}$	$1,46 \cdot 10^{-8}$	$3,64 \cdot 10^{-8}$	$7,28 \cdot 10^{-8}$	$1,09 \cdot 10^{-7}$	$1,45 \cdot 10^{-7}$
0,125	$1,46 \cdot 10^{-8}$	$2,91 \cdot 10^{-8}$	$7,28 \cdot 10^{-8}$	$1,45 \cdot 10^{-7}$	$2,18 \cdot 10^{-7}$	$2,91 \cdot 10^{-7}$

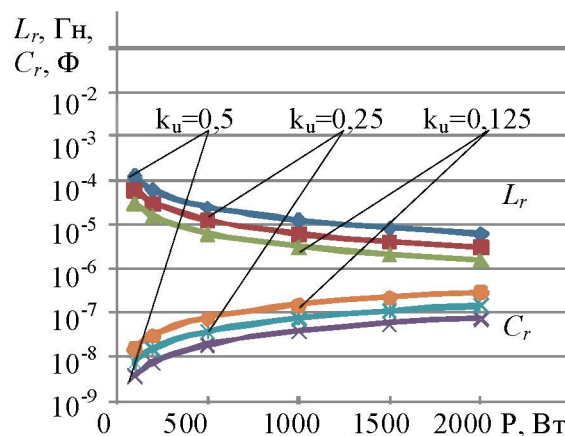


Рисунок 2.13 – Залежності параметрів елементів резонансного контуру від вихідної потужності для різних k_u

На рис. 2.14, що відповідає розрахунковим даним, представленим в табл.2.5, приведено залежність параметрів елементів резонансного контуру від вихідної потужності для різних значень власної частоти резонансного контуру f_r і наступних параметрів інвертора:

- коефіцієнт струму $k_i = 2$;
- відносна напруга вихідного сигналу $k_u = 0,5$;
- частота вихідної напруги $f_{out.} = 50$ Гц;
- постійна напруга на вході інвертора $U_s = 540$ В.

Таблиця 2.5 – Параметри резонансного контуру ($k_i=2$, $k_u = 0,5$, $f_{out.}=50$ Гц, $U_s=540$ В)

Індуктивність L_r , Гн						
f_r	Р, Вт					
	100	200	500	1000	1500	2000
$1,20 \cdot 10^5$	$2,42 \cdot 10^{-4}$	$1,21 \cdot 10^{-4}$	$4,83 \cdot 10^{-5}$	$2,42 \cdot 10^{-5}$	$1,61 \cdot 10^{-5}$	$1,21 \cdot 10^{-5}$
$1,89 \cdot 10^5$	$1,54 \cdot 10^{-4}$	$7,69 \cdot 10^{-5}$	$3,08 \cdot 10^{-5}$	$1,54 \cdot 10^{-5}$	$1,03 \cdot 10^{-5}$	$7,69 \cdot 10^{-6}$
$2,40 \cdot 10^5$	$1,21 \cdot 10^{-4}$	$6,04 \cdot 10^{-5}$	$2,42 \cdot 10^{-5}$	$1,21 \cdot 10^{-5}$	$8,06 \cdot 10^{-6}$	$6,04 \cdot 10^{-6}$
Ємність C_r , Ф						
f_r	Р, Вт					
	100	200	500	1000	1500	2000
$1,20 \cdot 10^5$	$7,28 \cdot 10^{-9}$	$1,46 \cdot 10^{-8}$	$3,64 \cdot 10^{-8}$	$7,28 \cdot 10^{-8}$	$1,09 \cdot 10^{-7}$	$1,46 \cdot 10^{-7}$
$1,89 \cdot 10^5$	$4,63 \cdot 10^{-9}$	$9,27 \cdot 10^{-9}$	$2,32 \cdot 10^{-8}$	$4,63 \cdot 10^{-8}$	$6,95 \cdot 10^{-8}$	$9,27 \cdot 10^{-8}$
$2,40 \cdot 10^5$	$3,64 \cdot 10^{-9}$	$7,28 \cdot 10^{-9}$	$1,82 \cdot 10^{-8}$	$3,64 \cdot 10^{-8}$	$5,46 \cdot 10^{-8}$	$7,28 \cdot 10^{-8}$

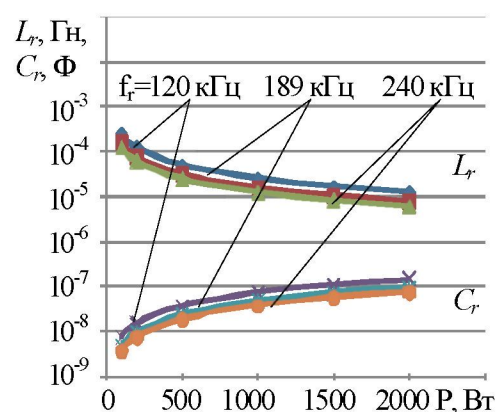


Рисунок 2.14 – Залежності параметрів елементів резонансного контуру від вихідної потужності при різних значеннях власної частоти резонансного контуру f_r

Аналіз залежностей, наведених на рис. 2.14 показує, що при підвищенні власної частоти резонансного контуру значення індуктивності резонансного дроселя L_r та ємності резонансного конденсатора C_r зменшуються. Згідно з написаним вище, обчислено граничні параметри перетворювача відповідно до залежностей, отриманих у даному підрозділі, які приведено в табл. 2.6.

Таблиця 2.6 – Розраховані параметри елементів силової частини перетворювача частоти

Параметр	Значення
<i>Вхідні дані</i>	
Вихідна частота f_{out} , Hz	50
Мінімальна вихідна потужність P_{out_min} , W	250
Вихідна потужність P_{out} , W	500
Максимальна вихідна потужність P_{out_max} , W	1000
Вхідна напруга резонансного інвертора U_s , V	400
Вихідна напруга перетворювача U_{out} , V	100
Прийняте відставання фази вихідної напруги від бажаної (еталонної), радіани	0,0175
$q = 1/k_{out_f_max}$	40
$k_{f_sw_max}$	-1/5
<i>Розраховані параметри</i>	
Відносна вихідна напруга (амплітудне значення) k_u	0,5
Мінімальна частота резонансного контура f_r , kHz	251
Максимально прийнятна скважність m_{max}	25
Опір навантаження R_{out} , Ohm	10
Мінімальна індуктивність котушки фільтра L_{f_min} , mH	0,95
Мінімальна ємність конденсатора фільтра C_{f_max} , μF	6,63
Індуктивність резонансного індуктора L_r , μH	12,7
Ємність резонансного конденсатора C_r , nF	31,7

Таким чином, на основі балансу енергії в перетворювачі отримано залежності параметрів накопичувальних елементів вихідного фільтра, при яких виконується регульовальна характеристика, приведена далі в п. 2.5.

2.4 Розробка закону часо-імпульсного керування

На основі спрощеної моделі високочастотних квазісинусоїдних імпульсів напруги (2.27) отримано середнє значення напруги

$$u_{Cr_{cp}} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} u_{Cr}(t) dt = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \frac{U_s}{2} (1 - \cos \omega_r t) dt = \frac{U_s}{2}, \text{ тобто функціонал, який буде}$$

використовуватись при розробці моделі для формування керуючої послідовності основних ключів резонансного інвертора.

Середнє значення напруги на інтервалі від t_i до t_{i+1} , протягом якого був сформований один імпульс, визначається залежністю

$$u_i = \frac{U_s \cdot T_r}{2(t_{i+1} - t_i)}. \quad (2.72)$$

З урахуванням введених раніше позначень відносної частоти $k_f = f_{out}/f_r$, відносної вихідної напруги $k_u = (2U_{out})/U_s$, відносного часу замикання ключів $n_i = t_i/T_r$, отримаємо залежностей між характеристиками навантаження і керуючими параметрами перетворювача.

Для синусоїдної вихідної напруги середнє значення на інтервалі від $t_i = n_i T_r$ до $t_{i+1} = n_{i+1} T_r$ відповідно до (2.58) $u_{out_i} = \frac{1}{t_{i+1} - t_i} \int_{n_i T_r}^{n_{i+1} T_r} U_{out} \sin \frac{2\pi k_f t}{T_r} dt$ дорівнює

$$u_{out_i} = \frac{1}{t_{i+1} - t_i} \frac{T_r U_{out}}{2\pi k_f} (\cos 2\pi k_f n_i - \cos 2\pi k_f n_{i+1}). \quad (2.73)$$

Для частотної модуляції високочастотної напруги необхідно визначити тривалість інтервалу $t_{i+1} - t_i$ для чого достатньо прирівняти середні значення (2.72) і (2.73) з урахуванням коефіцієнта k_u і знайти рішення трансцендентного рівняння

$$\frac{1}{t_{i+1} - t_i} \frac{T_r U_{out}}{2\pi k_f} (\cos 2\pi k_f n_i - \cos 2\pi k_f n_{i+1}) = \frac{U_s T_r}{2(t_{i+1} - t_i)}, \quad (2.74)$$

$$\frac{1}{2\pi k_f} (\cos 2\pi k_f n_i - \cos 2\pi k_f n_{i+1}) = \frac{1}{k_u}.$$

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \cdot \arccos(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f}{k_u}). \quad (2.75)$$

Вираз (2.75) являє собою аналітичну форму закону формування послідовності імпульсів для часо-імпульсного управління резонансним інвертором, який зв'язує характеристики вихідної напруги з параметрами перетворювача за допомогою використання відносного часу n_i , відносної частоти k_f і відносного вихідної напруги k_u .

Визначивши значення n_i , можна сформувати керуючу послідовність імпульсів для замикання ключів $VT1, VT2$ $M = \{t_0, \dots, t_i, \dots, t_n\}$, де $t_i = n_i T_r$, - моменти замикання силових ключів, визначені через корені рівняння (2.75), M - множина дійсних чисел, що представляють собою моменти замикання силових ключів, n - число необхідних включень ключів протягом півперіоду вихідної низькочастотної напруги. Відповідні керуючі впливи можна задавати за допомогою цифрової схеми і підсилювача потужності.

З урахуванням (2.33) після перетворення отримаємо вдосконалений закон формування послідовності імпульсів для часо-імпульсного управління резонансним інвертором

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \arccos \left(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f \delta}{k_u} \right). \quad (2.76)$$

Способом зменшення похибки є підбір параметрів відповідно до (2.22). При $k_i = 1$ максимальна похибка становить 0,22%. Уже при $k_i = 1,2$ максимальна похибка становить 0,008%, що практично не впливає на вихідну напругу перетворювача частоти. Експериментально отримано, що для забезпечення допустимого коефіцієнта гармонік (3%) вихідної напруги відносна похибка спрощеної моделі не повинна перевищувати 0,01%. Таким чином, нижньою межею застосування спрощеної моделі [101] можна прийняти умову $k_i = 1,2$.

Таким чином, на основі визначеного функціоналу високочастотних імпульсів і його взаємозв'язку з бажаними характеристиками вихідної напруги побудовано закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором. Цей закон дозволяє сформувати необхідну форму напруги на виході без встановленого коефіцієнту зі зворотним зв'язком. Вираз закону має безрозмірну форму, що обумовлює його універсальність для отримання керуючої послідовності в резонансному інверторі запропонованої структури.

2.5 Статичні характеристики перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням

Регульовальна характеристика перетворювача частоти встановлює залежність між миттєвим значенням вихідної напруги і керуючим параметром при миттєвому значенні напруги U_s на виході фільтра вхідного випрямляча ПЧ [99]. Керуючим параметром для досліджуваного резонансного перетворювача

частоти є різниця між двома послідовними значеннями відносного часу відкриття основного силового транзистора $n_{i+1} - n_i = m = T_{sw}/T_r$. Отже, вираз регулювальної характеристики, отриманий із залежності вихідної напруги перетворювача від вхідної напруги резонансного інвертора (2.57), має вигляд

$$u_{out} = U_s/2m. \quad (2.77)$$

При цьому вихідну напругу зручно представити у відносній формі як відношення поточного значення вихідної напруги до амплітуди бажаної вихідної напруги $u^*_{out} = u_{out}(t) / U_{out_m}$. На рис. 2.15 зображено сімейство регулювальних характеристик перетворювача $u^*_{out} = f(m)$ для різних значень $k_u = (2U_{out_m})/U_s$.

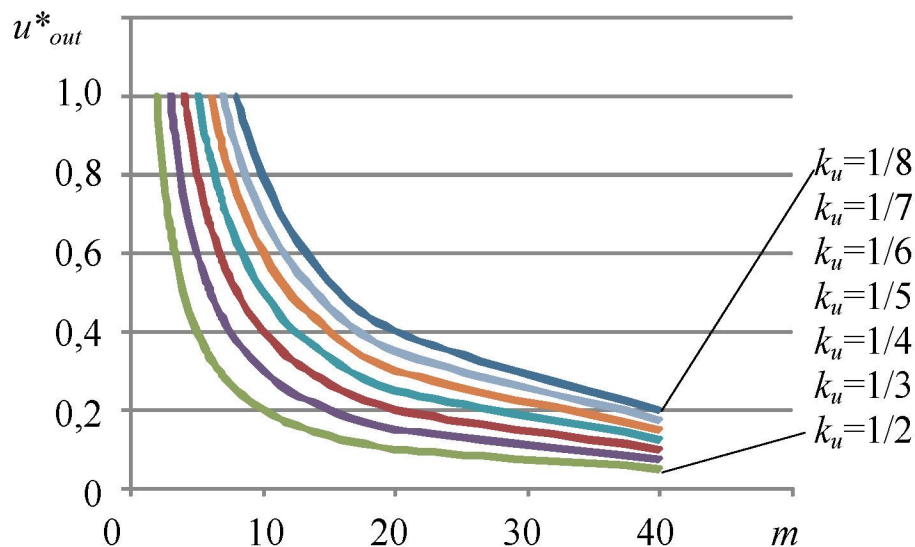


Рисунок 2.15 – Сімейство регулювальних характеристик резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням $u^*_{out} = f(m)$

Більш наглядно регулювальну характеристику можна представити як залежність вихідної напруги у відносних одиницях від коефіцієнта заповнення високочастотних імпульсів (2.57) $u^*_{out} = f(\gamma)$.

На рис. 2.16 зображено сімейство регулювальних характеристик перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням для різних значень k_u .

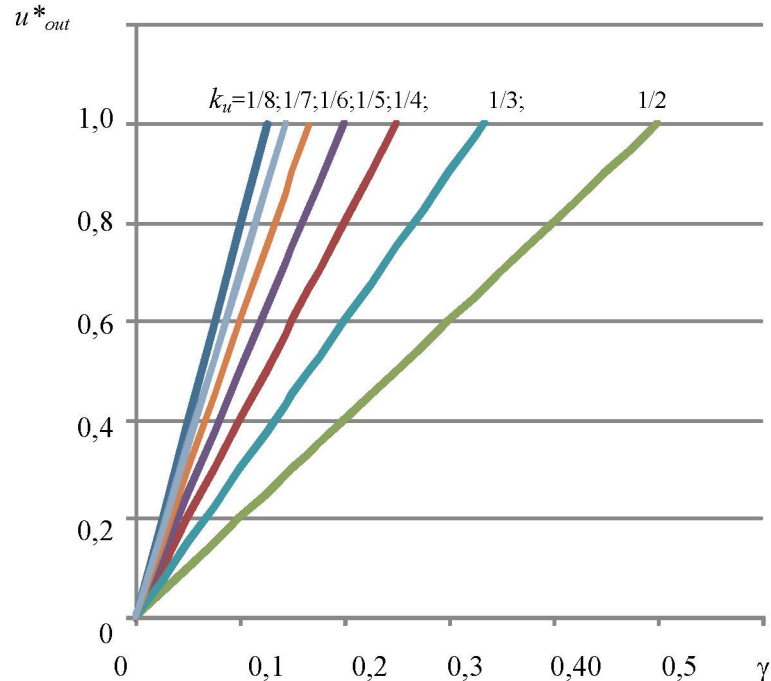


Рисунок 2.16 – Сімейство регулювальних характеристик перетворювача частоти $u^*_{out} = f(\gamma)$

Аналіз енергетичного балансу між навантаженням і накопичувальними елементами вихідного низькочастотного згладжуючого фільтра показав, що для перервних струмів значення вихідної напруги більше (2.58), ніж для неперервних струмів (2.57), а отже у випадку виникнення перервних струмів через дросель фільтра, регулювальна характеристика (2.77) не буде актуальною. Умовою виникнення перервних струмів через дросель фільтра є використання дроселя з індуктивністю, меншою за L_{f_min} . Тому застосовність регулювальної характеристики (2.77) обмежується виконанням наступного співвідношення для індуктивності вихідного низькочастотного фільтра L_f при найменшому можливому значенні вихідної потужності P_{out_min} і найбільшому значенні скважності високочастотних імпульсів m :

$$L_{f_min} = \frac{\left(\frac{U_s}{2} k_u\right)^2 T_r (m-1)}{4P_{out_min}}.$$

Таким чином, представлені на рис. 2.15-2.16 сімейства регулювальних характеристик перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням відповідають випадку безперервних струмів через дросель вихідного фільтра перетворювача.

Зовнішня характеристика встановлює залежність амплітуди вихідної напруги перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням від амплітуди струму навантаження. Вихідну напругу доречно представити у відносному вигляді як $U^* = 2U_{out_m} / U_s$, а струм – як $I^* = I_{out_m} / I_{r_m} = 1 / k_i$, де U_{out_m} – амплітудне значення вихідної напруги, U_s – напруга на вході резонансного інвертора, I_{out_m} – амплітудне значення струму навантаження, I_{r_m} – амплітудне значення змінної складової струму в резонансному контурі. На рис. 2.17 зображено сімейство зовнішніх характеристик перетворювача частоти для різних значень $k_u = (2U_{out_m})/U_s$.

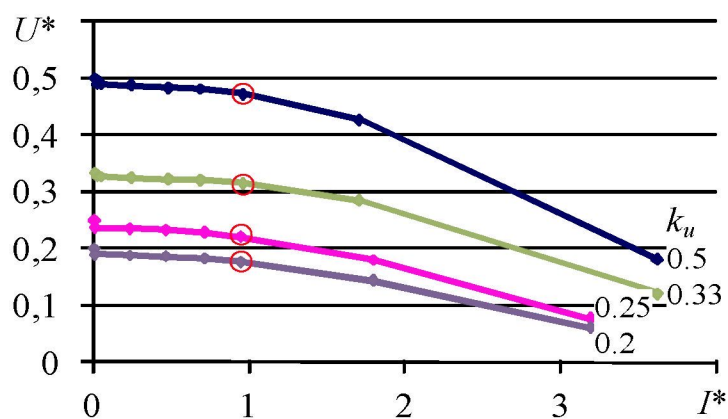


Рисунок 2.17 – Сімейство зовнішніх характеристик перетворювача частоти для різних значень k_u

Значення $I^* = 1$ відповідає випадку, коли максимальний струм через резонансну індуктивність I_{r_m} дорівнює амплітуді струму через навантаження I_{out_m} . Ця точка відповідає максимальній амплітуді вихідного струму, при якому перетворювач частоти забезпечує бажану форму вихідної напруги. У випадку, коли $I^* > 1$, індуктивність резонансного контуру обмежуватиме вхідний струм і, таким чином, значення вихідних струму і напруги перетворювача будуть нижчі за бажані. Тому криві зовнішньої характеристики, зображеної на рис. 2.17, мають точку злomu $I^* = 1$.

При значеннях I^* , близьких до нуля криві зовнішньої характеристики не є жорсткими (рис. 2.18).

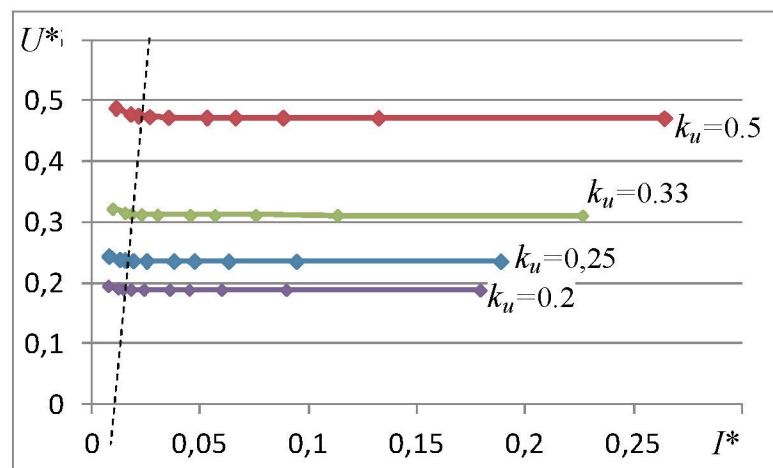


Рисунок 2.18 - Сімейство зовнішніх характеристик перетворювача в робочому діапазоні навантаження

Зростання напруги при низьких значеннях амплітуди вихідного струму відповідає випадку появи перервних струмів через дросель вихідного фільтра, коли регульовальна характеристика (2.77) не є актуальною.

2.6 Розрахунок потужності втрат на ключових елементах перетворювача частоти та порівняльна оцінка втрат при використанні резонансного інвертора та інвертора, що працює в жорсткому режимі

Для розрахунку потужності втрат на рис. 2.19 показано епюри струму через силовий ключ і напруги на ньому. Після часу затримки $t_{d(on)}$ при відмиканні протягом часу t_r починається падіння напруги від $U_s/2$ до $U_{ce(sat)}$ із швидкістю $(U_s/2 - U_{ce(sat)})/t_r$ і зростання струму, швидкість якого обмежується елементами резонансного контуру і досягає максимального значення, що дорівнює $U_s/(2L_r)$. Початок координат на рис. 2.19 обрано таким чином, щоб забезпечити найбільш компактний результат інтегрування.

На рисунку 2.19 позначено:

$t_{d(on)}$ – затримка при відкритті, нс; t_r – час відкриття транзистора, нс; t_f – час закриття транзистора, нс; I_c – струм колектора, А; I_f – Струм зворотного діода, А; U_{ce} – пряма напруга між колектором та емітером, В; U_{FM} – пряма напруга зворотного діода, В; Δt_1 визначається за (2.16).

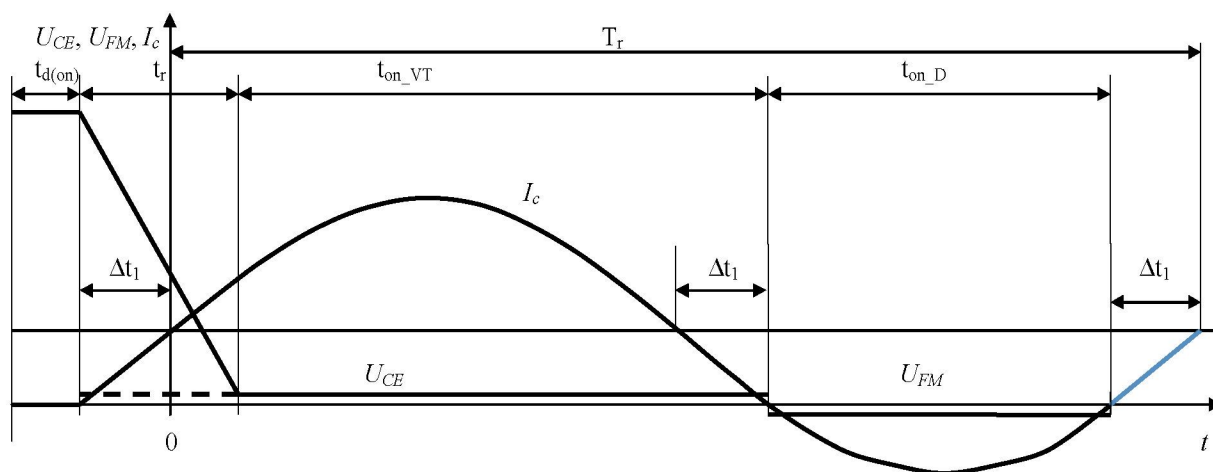


Рисунок 2.19 – Епюри струму через силовий ключ і напруги на ньому

Втрати енергії за час відкриття визначаються інтегралом

$$\begin{aligned}
W_{open} &= \int_0^{t_r} \left(\frac{U_s}{2} - \frac{U_s/2 - U_{ce(sat)}}{t_r} \cdot t \right) \cdot \frac{U_s}{2L_r} \cdot t dt = \frac{U_s}{2L_r} \int_0^{t_r} \left(\frac{U_s}{2} \cdot t - \frac{U_s/2 - U_{ce(sat)}}{t_r} \cdot t^2 \right) dt = \\
&= \frac{U_s}{2L_r} \cdot t^2 \left(\frac{U_s}{4} - \frac{U_s/2 - U_{ce(sat)}}{3t_r} \cdot t \right) \Big|_0^{t_r} = \frac{U_s}{2L_r} \cdot t_r^2 \left(\frac{U_s}{4} - \frac{U_s/2 - U_{ce(sat)}}{3t_r} \cdot t_r \right) = \\
&= \frac{U_s}{2L_r} \cdot t_r^2 \left(\frac{U_s}{4} - \frac{U_s/2 - U_{ce(sat)}}{3} \right) \approx \frac{U_s^2}{24L_r} t_r^2.
\end{aligned}$$

Динамічні втрати енергії відкриття транзисторів можна прирівняти до втрат енергії за час відкриття, тобто

$$W_{VT_s_dyn} = W_{open} \approx \frac{U_s^2}{24L_r} t_r^2. \quad (2.78)$$

Аналіз залежності (2.78) показує, що при відкритті силових ключів в нулях струму динамічні втрати потужності прямо пропорційно залежать від квадрату вхідної напруги інвертора і квадрату часу відкриття силових ключів. Закриття транзистору здійснюється при нульовому струмі, що зумовлює нульові динамічні втрати закриття.

Аналіз рис. 2.19 показує, що при жорсткій комутації з вихідним струмом I_{out} втрати енергії за час відкриття визначаються інтегралом

$$\begin{aligned}
W_{open} &= \int_0^{t_r} \left(\frac{U_s/2 - U_{ce(sat)}}{2} \right) \cdot i_{VT}(t) dt = \left(\frac{U_s/2 - U_{ce(sat)}}{2} \right) \cdot i_{VT}(t) \cdot t \Big|_0^{t_r} = \\
&= \left(\frac{U_s/2 - U_{ce(sat)}}{2} \right) \cdot i_{VT}(t) \cdot t_r \approx \frac{U_s \cdot i_{VT}(t) \cdot t_r}{4},
\end{aligned}$$

де $i_{VT}(t)$ – поточне значення струму через ключ інвертора, цей струм є пропорційним струму навантаження і через те, за час t_r струм навантаження практично не змінюється, тому $i_{VT}(t)$ можна вважати постійним та винести з під знака інтегралу.

Аналогічно втрати енергії за час закриття визначаються інтегралом

$$W_{close}(t) = \int_0^{t_f} \left(\frac{U_s / 2 - U_{ce(sat)}}{2} \right) \cdot i_{VT}(t) d\tau = \left(\frac{U_s / 2 - U_{ce(sat)}}{2} \right) \cdot i_{VT}(t) \cdot \tau \Big|_0^{t_f} =$$

$$= \left(\frac{U_s / 2 - U_{ce(sat)}}{2} \right) \cdot i_{VT}(t) \cdot t_f \approx \frac{U_s \cdot i_{VT}(t) \cdot t_f}{4}.$$

Сумарні динамічні втрати за один імпульс складають

$$W_{VT_h_dyn}(t) = W_{open}(t) + W_{close}(t) \approx \frac{U_s \cdot i_{VT}(t) \cdot (t_r + t_f)}{4}. \quad (2.79)$$

Порівняння (2.78) та (2.79) (або уявних площин на рис 2.19 для інтервалу часу t_r) показує значно менші динамічні втрати для схеми з резонансним контуром.

Статичні втрати на відкритому транзисторі або діоді з урахуванням того, що пряме падіння напруги на них однакове, розраховуються також однаково. Втрати на відкритому транзисторі без урахування динамічних втрат (вважаємо, що напруга на транзисторі відповідає насиченому стану повністю відкритого транзистору, що на рисунку 2.19 позначено штриховою лінією в діапазоні часу t_r) визначається інтегралом

$$W_{on_VT} = \int_{-\Delta t_1}^{T_r/2 + \Delta t_1} U_{on} \cdot (i_{out} + I_{r_m} \cdot \sin(\omega_r t)) dt = U_{on} \cdot \left(i_{out} \cdot t - \frac{I_{r_m}}{\omega_r} \cdot \cos(\omega_r t) \right) \Big|_{-\Delta t_1}^{T_r/2 + \Delta t_1},$$

$$W_{on_VT} = U_{on} \cdot \left(i_{out} \cdot (T_r/2 + \Delta t_1 + \Delta t_1) - \frac{I_{r_m}}{\omega_r} \cdot (\cos(\omega_r (T_r/2 + \Delta t_1)) - \cos(\omega_r (-\Delta t_1))) \right),$$

З урахуванням тотожностей $\cos(\omega_r(-\Delta t_1)) = \cos(\omega_r \Delta t_1)$ та $\cos(\omega_r(T_r/2 + \Delta t_1)) = -\sin(\omega_r \Delta t_1)$ отримуємо

$$W_{on_VT} = U_{on} \cdot (i_{out} \cdot (T_r/2 + 2\Delta t_1) - \frac{I_{r_m}}{\omega_r} \cdot (-\sin(\omega_r \Delta t_1) - \cos(\omega_r \Delta t_1))) .$$

Доля статичних втрат, що приходить на час t_r дорівнює інтегралу

$$W_{on_VT_tr} = \int_{-\Delta t_1}^{t_r + \Delta t_1} U_{on} \cdot (i_{out} + I_{r_m} \cdot \sin(\omega_r t)) dt = U_{on} \cdot (i_{out} \cdot t - \frac{I_{r_m}}{\omega_r} \cdot \cos(\omega_r t)) \Big|_{-\Delta t_1}^{t_r + \Delta t_1} .$$

$$W_{on_VT_tr} = U_{on} \cdot (i_{out} \cdot t_r - \frac{I_{r_m}}{\omega_r} \cdot (\cos(\omega_r(t_r - \Delta t_1)) - \cos(\omega_r(-\Delta t_1)))) .$$

З урахуванням тотожності $\cos(\omega_r(-\Delta t_1)) = \cos(\omega_r \Delta t_1)$ отримуємо

$$W_{on_VT_tr} = U_{on} \cdot (i_{out} \cdot t_r - \frac{I_{r_m}}{\omega_r} \cdot (\cos(\omega_r(t_r - \Delta t_1)) - \cos(\omega_r \Delta t_1))) .$$

Втрати на відкритому діоді

$$W_{on_D} = - \int_{T_r/2 + \Delta t_1}^{T_r - \Delta t_1} U_{on} \cdot (i_{out} + I_{r_m} \cdot \sin(\omega_r t)) dt = U_{on} \cdot (i_{out} \cdot t - \frac{I_{r_m}}{\omega_r} \cdot \cos(\omega_r t)) \Big|_{T_r/2 + \Delta t_1}^{T_r - \Delta t_1} ;$$

$$W_{on_D} = -U_{on} \cdot (i_{out} \cdot (T_r - \Delta t_1 - T_r/2 - \Delta t_1) - \frac{I_{r_m}}{\omega_r} \cdot (\cos(\omega_r(T_r - \Delta t_1)) - \cos(\omega_r(T_r/2 + \Delta t_1)))) .$$

З урахуванням тотожностей $\cos(\omega_r(T_r - \Delta t_1)) = -\cos(\omega_r \Delta t_1)$ та $\cos(\omega_r(T_r / 2 + \Delta t_1)) = -\sin(\omega_r \Delta t_1)$ отримуємо

$$W_{on_D} = U_{on} \cdot (i_{out} \cdot (2\Delta t_1 - T_r / 2) + \frac{I_{r-m}}{\omega_r} \cdot (\sin(\omega_r \Delta t_1) - \cos(\omega_r \Delta t_1))).$$

Сумарні втрати при м'якій комутації з урахуванням динамічних втрат

$$\begin{aligned} W_{on} &= W_{on_VT} + W_{on_D} - W_{on_VT_tr} + W_{open} = \\ &= U_{on} \cdot (i_{out} \cdot (2\Delta t_1 - T_r / 2) + \frac{I_{r-m}}{\omega_r} \cdot (\sin(\omega_r \Delta t_1) - \cos(\omega_r \Delta t_1))) + \\ &+ U_{on} \cdot (i_{out} \cdot (T_r / 2 + 2\Delta t_1) - \frac{I_{r-m}}{\omega_r} \cdot (-\sin(\omega_r \Delta t_1) - \cos(\omega_r \Delta t_1))) - \\ &- U_{on} \cdot (i_{out} \cdot t_r - \frac{I_{r-m}}{\omega_r} \cdot (\cos(\omega_r(t_r - \Delta t_1)) - \cos(\omega_r \Delta t_1))) + \frac{U_s \cdot I_{out} \cdot t_r}{4}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W_{on} &= U_{on} \cdot (i_{out} \cdot (4\Delta t_1 - t_r) + \frac{I_{r-m}}{\omega_r} \cdot (2\sin(\omega_r \Delta t_1) + \\ &+ \cos(\omega_r(t_r - \Delta t_1)) - \cos(\omega_r \Delta t_1))) + \frac{U_s \cdot i_{out} \cdot t_r}{4}. \end{aligned} \quad (2.80)$$

Вираз (2.80) може використовуватись для розрахунку втрат енергії (потужності) для кожного імпульсу, заданого системою керування для конкретних ключових елементів і відомих характеристик навантаження. Але для спрощення оцінки потужності статичних втрат і оцінки факторів, які впливають на цю потужність визначимо залежності для граничних випадків, характерних для струму через ключі і наведених на рис. 2.20,а та рис. 2.20,в.

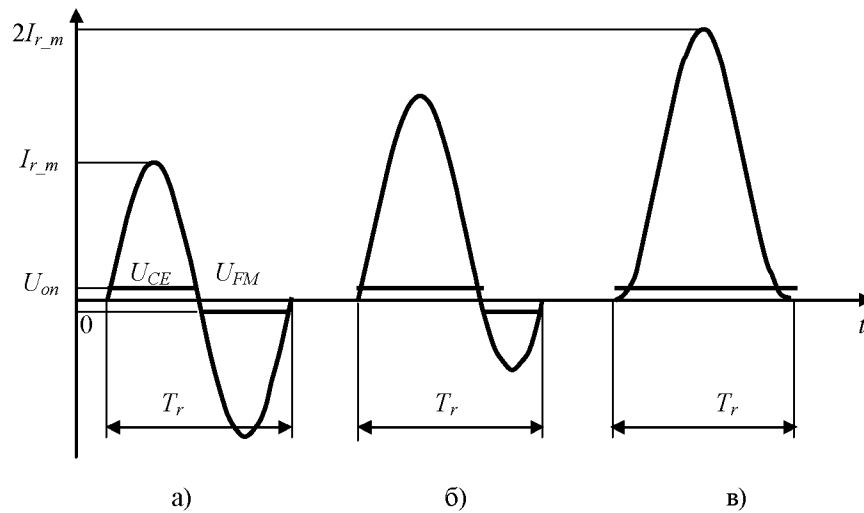


Рисунок 2.20 – Епюри струму через ключі інвертора при нульовому, проміжному та максимальному значеннях вихідного струму

Статичні втрати енергії для випадку рис. 2.20, а визначаються інтегралом

$$W_{VT_s_st} = U_{ce} 2 \int_0^{T_r/2} I_{r_m} \cdot \sin(\omega_r t) dt = -\frac{2U_{ce} I_{r_m}}{\omega_r} \cdot \cos(\omega_r t) \Big|_0^{T_r/2} =$$

$$= \frac{2}{\pi} U_{ce} I_{r_m} T_r. \quad (2.81)$$

Статичні втрати енергії для випадку рис. 2.20, в визначаються інтегралом

$$W_{VT_s_st} = U_{ce} \int_0^{T_r} I_{r_m} \cdot (1 - \cos(\omega_r t)) d\tau = U_{ce} \cdot I_{r_m} \cdot T_r. \quad (2.82)$$

Статичні втрати енергії для випадку рис.2.20 б приймають проміжне значення між випадками (2.81), (2.82). Тобто статичні втрати ні в якому разі не будуть перевищувати значення (2.82). З урахуванням перевищення статичних втрат над динамічними не менше ніж на 1 порядок для оцінки потужності можна використовувати формулу (2.82).

Для розрахунку потужності втрат необхідно знати кількість імпульсів за період вихідної напруги n_{imp} для часо-імпульсної модуляції. Вона визначається рівністю середніх значень по кожній осі. Тобто,

$$T_r \cdot n_{imp} = T_{out} \cdot k_u \cdot k_{av},$$

де k_{av} – відношення середнього значення напруги до максимального, для синусоїди $k_{av} = 2/\pi$. Звідси

$$n_{imp} = \frac{T_{out}}{T_r} \cdot k_u \cdot k_{av}.$$

Втрати енергії за період

$$W_{VT_s_st}|_{T_{out}} = W_{VT_s_st}|_{T_r} \cdot n = W_{VT_s_st}|_{T_r} \cdot \frac{T_{out}}{T_r} \cdot k_u \cdot k_{av} = U_{ce} I_{r_m} T_{out} \cdot k_u \cdot k_{av}$$

Потужність втрат на силовому ключі, який перемикається в нулях струму і напруги, складає не більше, ніж

$$P_{VT_s_st} = U_{ce} \cdot I_{r_m} \cdot k_u \cdot k_{av} = U_{ce} \cdot I_{out_m} \cdot k_i \cdot k_u \cdot k_{av}. \quad (2.83)$$

Потужність динамічних втрат при м'якій комутації

$$P_{VT_s_dyn} \approx \frac{U_s^2}{24L_r} t_r^2 \cdot \frac{n_{imp}}{T_{out}} = \frac{U_s^2}{24L_r} t_r^2 \cdot \frac{k_u \cdot k_{av}}{T_r}. \quad (2.84)$$

Потужність сумарних втрат при м'якій комутації

$$P_{VT_s} \approx \frac{U_s^2}{24L_r} t_r^2 \cdot \frac{k_u \cdot k_{av}}{T_r} + U_{ce} \cdot k_u \cdot I_{out_m} \cdot k_i \cdot k_{av}.$$

Аналіз (2.83) показує, що потужність втрат на силовому ключі, який перемикається в нулях струму і напруги, прямо пропорційна амплітуді змінної складової струму в резонансному контурі I_{r_m} . Тобто для мінімізації цих втрат необхідно вибрати найменший можливий коефіцієнт k_i , відповідно до (2.37) він дорівнює 1. Такий коефіцієнт обирається для найбільшій вихідної потужності перетворювача, який проектується. Тобто, при використанні ПЧ з меншою потужністю, коефіцієнт k_i , буде збільшуватись.

Проаналізуємо зміну питомого вкладу втрат на ключах від зміни потужності.

А. При зміні вихідної потужності за рахунок зменшення вихідної напруги $k_{u2} < k_{u1}$ при незмінному опорі навантаження ($R_{out} = const$) вихідна потужність зменшиться по квадратичній залежності

$$\frac{P_{out2_s}}{P_{out1_s}} = \frac{k_{u2}^2}{k_{u1}^2},$$

а потужність втрат на ключах зменшиться по лінійній залежності

$$\frac{P_{VT2_s}}{P_{VT1_s}} = \frac{k_{u2}}{k_{u1}}.$$

Тобто питомий вклад втрат на ключах в цьому випадку збільшиться.

Б. Для м'якої комутації при зміні вихідної потужності за рахунок збільшення опору навантаження R_{out} вихідна потужність зменшиться по лінійній залежності

$$\frac{P_{out2_s_st}}{P_{out1_s_st}} = \frac{R_{out1}}{R_{out2}} = \frac{I_{out_m2}}{I_{out_m1}},$$

а потужність втрат на ключах відповідно до (2.83) не зміниться. Тобто питомий вклад втрат на ключах в цьому випадку також збільшиться.

Потужність, що проходить через ключі інвертора, завжди більше потужності навантаження на потужність втрат

$$\frac{U_s}{2} \cdot \frac{1}{T_{open}} \int_0^{T_{open}} i_{open}(t) dt > \frac{1}{T_{out}} \int_0^{T_{out}} i_{out}(t) \cdot u_{out}(t) dt.$$

Звідки діюче значення струму через ключі інвертора можна оцінити як

$$I_{VT_h} = \frac{1}{T_{open}} \int_0^{T_{open}} i_{open}(t) dt > \frac{2}{U_s} \cdot \frac{1}{T_{out}} \int_0^{T_{out}} i_{out}(t) \cdot u_{out}(t) dt = \frac{2}{U_s} \cdot I_{out} \cdot U_{out}.$$

Виконавши перетворення

$$\frac{2}{U_s} \cdot I_{out} \cdot U_{out} = \frac{2 \cdot U_{out_m} / \sqrt{2}}{U_s} \cdot I_{out_m} / \sqrt{2} = k_u \cdot I_{out_m} / 2,$$

отримуємо для діючого значення струму через ключі інвертора

$$I_{VT_h} = \frac{1}{T_{open}} \int_0^{T_{open}} i_{open}(t) dt > k_u \cdot I_{out_m} / 2. \quad (2.85)$$

Мінімальна потужність статичних втрат визначається як добуток

$$P_{VT_h_st} = U_{ce} \cdot \frac{1}{T_{open}} \int_0^{T_{open}} i_{open}(t) dt > U_{ce} \cdot k_u \cdot I_{out_m} / 2. \quad (2.86)$$

Тобто при жорсткій комутації статичні втрати в $2k_i/\pi$ разів менше ніж для м'якої, але динамічні втрати навпаки на 2 порядки більше, ніж для м'якої комутації.

Використовуючи отриманий вираз для діючого значення струму через ключі інвертора за період T_{out} (2.85), та враховуючи, що сумарний час динамічних втрат за період T_{out} дорівнює $(t_r + t_f) \cdot n_{imp} = (t_r + t_f) \cdot \frac{T_{out}}{T_r} \cdot k_u \cdot k_{av}$ визначимо динамічні втрати із (2.79)

$$W_{VT_h_dyn} \Big|_{T_{out}} \approx \frac{U_s \cdot I_{VT_h} \cdot (t_r + t_f)}{4} \cdot \frac{T_{out}}{T_r} \cdot k_u \cdot k_{av}. \quad (2.87)$$

Звідки потужність динамічних втрат при жорсткій комутації

$$\begin{aligned} P_{VT_h_dyn} &\approx \frac{U_s \cdot I_{VT_h} \cdot (t_r + t_f)}{4} \cdot \frac{T_{out}}{T_r \cdot T_{out}} \cdot k_u \cdot k_{av} = \\ &= \frac{U_s \cdot k_u \cdot I_{out_m} / 2 \cdot (t_r + t_f)}{T_r \cdot 4} \cdot k_u \cdot k_{av} \end{aligned} \quad (2.88)$$

Потужність сумарних втрат при жорсткій комутації одного транзистора

$$\begin{aligned} P_{VT_h} &> U_{ce} \cdot k_u \cdot I_{out_m} / 2 + \frac{U_s \cdot k_u \cdot I_{out_m} / 2 \cdot (t_r + t_f)}{T_r \cdot 4} \cdot k_u \cdot k_{av} = \\ &= k_u \cdot I_{out_m} / 2 \cdot (U_{ce} + U_s \cdot k_{av} \cdot \frac{t_r + t_f}{T_r \cdot 4}). \end{aligned}$$

Для порівняльної оцінки втрат при використанні резонансного інвертора та інвертора, що працює в жорсткому режимі необхідно здійснити розрахунок сумарних втрат. Схему інвертора, що працює в жорсткому режимі комутації, приведено на рис 2.21.

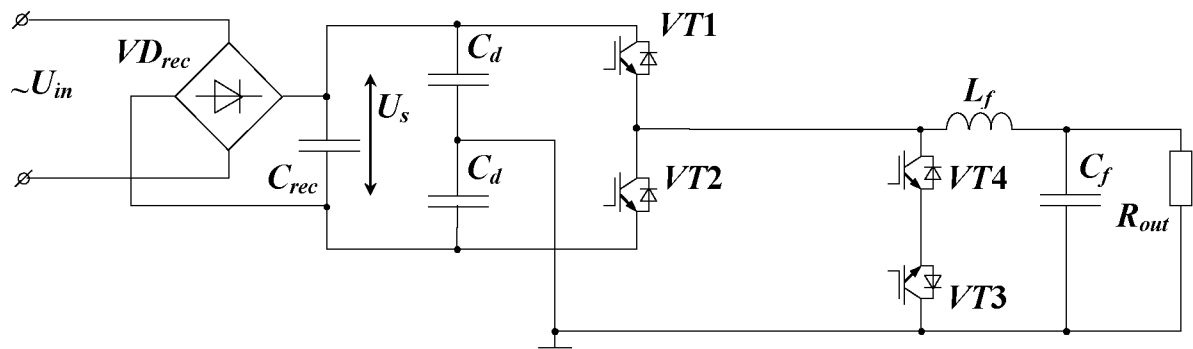


Рисунок 2.21 – Схема інвертора із жорсткою комутацією силових транзисторів

Втрати потужності в інверторі складаються із статичних і динамічних, які є складними функціями поточних значень струмів, що протікають через силові ключі та зворотно-паралельні діоди, прямої і зворотної напруги на ключах і діодах, частоти перемикання силових ключів. У випадку резонансного інвертора, потужність також витрачається на паразитних параметрах накопичувальних елементів.

На основі комутаційних послідовностей, наведених вище, можна виділити такі джерела втрат:

- а) втрати на відкритому зворотно-паралельному діоді інвертора (м'який);
- б) втрати, що мають місце при відкритті E_{on} та закритті E_{off} ключів інвертора – власне динамічні втрати, або загальні втрати перемикання $E_{ts}=E_{on}+E_{off}$ (різні для м'якого і жорсткого режимів);
- в) втрати на повністю відкритому додатковому ключі, що шунтує резонансний конденсатор (однакові для м'якого і жорсткого режимів);

г) втрати на повністю відкритому ключі інвертора – власне статичні втрати (різні для м'якого і жорсткого режимів);

д) статичні та динамічні втрати на діодах, що забезпечують неперервний струм крізь індуктивність вихідного фільтра (однакові для м'якого і жорсткого режимів);

е) втрати у конденсаторі резонансного контуру (тільки у резонансному режимі);

є) втрати у дроселі резонансного контуру (тільки у резонансному режимі).

Розрахунок кожного виду втрат базується на інформації, що є в документації виробника силових транзисторів. Для порівняння втрат в інверторі з резонансним контуром і без нього використовуємо для прикладу швидкі силові ключі *SKM-100GB123D-Semikron*.

В табл. 2.7 відображено характеристики силових ключів, які впливають на статичні та динамічні втрати.

Таблиця 2.7

Характеристики	Позначення	<i>SKM-100GB123D-Semikron</i>
Час відкриття (R_g), нс	t_r	70
Час закриття (I_c), нс	t_f	70
Пряма напруга між колектором та емітером, В	$U_{ce(sat)}$	2,5
Пряма напруга зворотного діода, В	U_{FM}	2,5

Розрахунок статичних втрат в жорсткому режимі виконується за формулою (2.86):

$$P_{VT_h_st} = U_{ce} \cdot \frac{1}{T_{open}} \int_0^{T_{open}} i_{open}(t) dt > U_{ce} \cdot k_u \cdot I_{out_m} / 2,$$

в м'якому – за залежністю (2.83):

$$P_{VT_s_st} = U_{ce} \cdot I_{r_m} \cdot k_u \cdot k_{av}.$$

Розрахунок динамічних втрат:

- в жорсткому режимі виконується за формулою (2.88)

$$P_{VT_h_dyn} \approx \frac{U_s \cdot I_{VT_h} \cdot (t_r + t_f)}{4} \cdot \frac{T_{out}}{T_r \cdot T_{out}} \cdot k_u \cdot k_{av},$$

- в м'якому – за формулою (2.84)

$$P_{VT_s_dyn} \approx \frac{U_s^2}{24L_r} t_r^2 \cdot \frac{n_{imp}}{T_{out}} = \frac{U_s^2}{24L_r} t_r^2 \cdot \frac{k_u \cdot k_{av}}{T_r}.$$

Розрахунок втрат в дроселі виконано для осердя *Epcos etd_29_16_10* з фериту *N87* за відомими методиками. Розрахунок втрат в конденсаторі резонансного контуру виконано для конденсатора *FKP1*. В таблиці 2.8 наведено результати розрахунку потужності втрат для жорсткого та м'якого режимів.

Таблиця 2.8

f_r , кГц	47,1	94,2	188,5	282,7	377
Втрати в дроселі резонансного контуру					
P_{core} , Вт	0,30	0,40	1,00	1,50	2,10
P_{obm} , Вт	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1
$P_{DR\ res}$, Вт	2,4	2,5	3,1	3,6	4,3
Втрати в конденсаторі резонансного контуру					
P_{cap} , Вт	1,1	1,2	1,4	1,5	1,7
Втрати в силових ключах <i>SKM-100GB123D-Semikron</i>					
$P_{VT\ h\ st}$	18,8	18,8	18,8	18,8	18,8
$P_{VT\ s\ st}$	19,5	19,5	19,5	19,5	19,5
$P_{VT\ h\ dyn}$	1,18	2,36	4,72	7,09	9,45
$P_{VT\ s\ dyn}$	0,02	0,04	0,08	0,13	0,17
$P_{VT\ s\ summ}$	19,6	19,6	19,6	19,7	19,7
$P_{VT\ h\ summ}$	19,9	21,1	23,5	25,8	28,2
Втрати в силових ключах <i>SKM-100GB123D-Semikron</i> , дроселі та конденсаторі					
$P_{VT\ DR\ cap}$	23,1	23,3	24,1	24,8	25,7

Залежності потужності втрат від власної частоти резонансного контуру для силових ключів *SKM-100GB123D-Semikron* при значенні вихідної потужності перетворювача 1.2 кВт наведено на рис. 2.22.

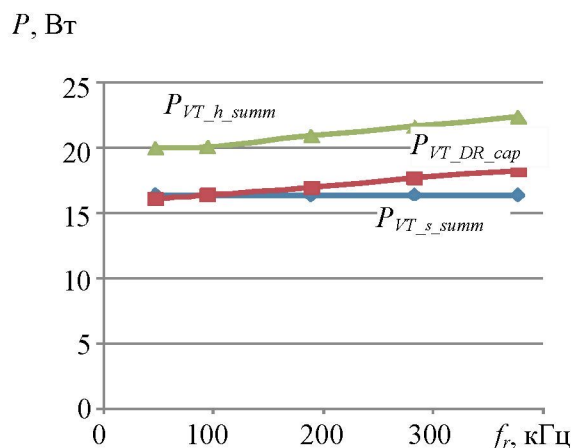


Рисунок 2.22 – Залежності потужності втрат від власної частоти резонансного контуру для силових ключів *SKM-100GB123D-Semikron*

Для інвертора побудованого з використанням силових транзисторів *SKM-100GB123D-Semikron*, обрано осереддя *ETD-29* дроселя фільтра (0,16 мГн), виготовлене із матеріалу *N87*, обмотка – ліцендрат, конденсатор фільтра – *CBB65* (10 мкФ), осереддя *ETD-29* резонансного дроселя (13 мГн) також виготовлене із матеріалу *N87*, резонансний конденсатор – *FKP1* (0,1мкФ). Для визначення КПД пристрою проаналізовано втрати в вихідному фільтрі перетворювача, приведені в табл. 2.9 – 2.11. В табл. 2.9 приведено розраховані втрати в конденсаторі та дроселі фільтра

Таблиця 2.9

Вихідна потужність пристрою P_{out} , Вт	225	337,5	450	675	900	1125	1687,5	2025	2250
Втрати потужності в обкладках конденсатора P_{obk} , Вт	0,09	0,20	0,36	0,81	1,45	2,26	5,09	7,33	9,05
Втрати потужності в діелектрику конденсатора, $P_{diel\ poter}$, мВт	0,1	0,1	0,2	0,5	1,0	1,5	3,4	4,9	6,0

Продовження таблиці 2.9

Сумарні втрати конденсатора P_{cap} , Вт	0,09	0,20	0,36	0,82	1,45	2,26	5,10	7,34	9,06
Втрати потужності в обмотках дроселя, P_{obm} , Вт	0,26	0,58	1,02	2,30	4,10	6,40	14,40	20,74	25,60
Втрати потужності в осередді дроселя, Вт	0,06	0,09	0,12	0,18	0,24	0,3	0,46	0,55	0,61
Сумарні втрати потужності в дроселі P_{Lf} , Вт	0,32	0,67	1,15	2,49	4,34	6,70	14,86	21,28	26,21

В табл. 2.10 приведено розраховані втрати в конденсаторі та дроселі резонансного контуру.

Таблиця 2.10

Вихідна потужність пристрою P_{out} , Вт	225	337,5	450	675	900	1125	1687,5	2025	2250
Статичні втрати потужності в обкладках конденсатора P_{obk} , Вт	0,04	0,09	0,17	0,37	0,67	1,04	2,34	3,37	4,16
Статичні втрати потужності в діелектрику конденсатора, $P_{diel\ poter}$, мВт	0,10	0,14	0,19	0,29	0,38	0,48	0,72	0,86	0,96
Сумарні статичні втрати конденсатора P_{cap} , Вт	0,14	0,24	0,36	0,66	1,05	1,52	3,06	4,24	5,12
Статичні втрати потужності в обмотках дроселя, P_{obm} , Вт	0,30	0,45	0,60	0,90	1,20	1,50	2,25	2,70	3,00
Статичні втрати потужності в осередді дроселя, Вт	0,09	0,19	0,34	0,77	1,37	2,13	4,80	6,91	8,53
Сумарні статичні втрати дроселя P_{Lr} , Вт	0,38	0,64	0,94	1,67	2,56	3,63	7,05	9,61	11,53

В табл. 2.11 приведено розраховані значення ККД пристрою для різних значень вихідної потужності.

Таблиця 2.11

Вихідна потужність пристрою P_{out} , Вт	225	337,5	450	675	900	1125	1687,5	2025	2250
Потужність статичних втрат в транзисторі при жорсткій комутації $P_{VT\ h\ sb}$, Вт	3,75	5,63	7,5	11,25	15	18,75	28,13	33,75	37,5
Потужність статичних втрат в транзисторі при м'якій комутації $P_{VT\ s\ sb}$, Вт	3,91	5,86	7,81	11,72	15,63	19,54	29,3	35,16	39,07
Потужність динамічних втрат в транзисторі при жорсткій комутації $P_{VT\ h\ dyn}$, Вт	8,5	12,76	17,01	25,51	34,02	42,52	63,79	76,54	85,05
Потужність динамічних втрат в транзисторі при м'якій комутації $P_{VT\ s\ dyn}$, Вт	0,13	0,13	0,13	0,13	0,13	0,13	0,13	0,13	0,13
Сумарна потужність втрат в транзисторі при жорсткій комутації $P_{VT\ summ\ h}$, Вт	12,25	18,38	24,51	36,76	49,02	61,27	91,91	110,29	122,55
Сумарна потужність втрат в транзисторі при м'якій комутації $P_{VT\ summ\ rez}$, Вт	4,03	5,99	7,94	11,85	15,76	19,66	29,43	35,29	39,20
Потужність втрат в парі обернений діод-транзистор $P_D = P_{VT\ H\ st} * D / (1-D)$, Вт	3,50	5,25	7,00	10,51	14,01	17,51	26,27	31,52	35,02
Сумарні втрати потужності в конденсаторі фільтра P_{Cf} , Вт	0,09	0,20	0,36	0,82	1,45	2,26	5,10	7,34	9,06
Сумарні втрати потужності в дроселі фільтра P_{Lf} , Вт	0,32	0,67	1,15	2,49	4,34	6,70	14,86	21,28	26,21
Сумарні втрати потужності в резонансному конденсаторі $P_{cap\ r}$, Вт	0,14	0,24	0,36	0,66	1,05	1,52	3,06	4,24	5,12
Сумарні втрати потужності в резонансному дроселі P_{Lr} , Вт	0,38	0,64	0,94	1,67	2,56	3,63	7,05	9,61	11,53
Втрати потужності в системі керування з урахуванням втрат в ККП P_{SU} , Вт	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00
Сумарні втрати потужності в перетворювачі при жорсткій комутації P_h , Вт	26,16	34,51	43,02	60,58	78,82	97,76	148,15	180,46	202,87
Сумарні втрати потужності в перетворювачі при м'якій комутації P_s , Вт	18,05	20,91	24,88	33,39	43,13	55,45	92,18	119,31	140,52
ККД перетворювача в жорсткому режимі комутації транзисторів η_h	0,896	0,907	0,913	0,918	0,920	0,920	0,919	0,918	0,917
ККД перетворювача частоти в м'якому режимі комутації транзисторів η_s	0,926	0,942	0,948	0,953	0,954	0,953	0,948	0,944	0,941

На рис. 2.23 приведено залежності ККД перетворювача частоти від вихідної потужності, що відповідають даним, приведеним в табл.. 2.9-2.11.

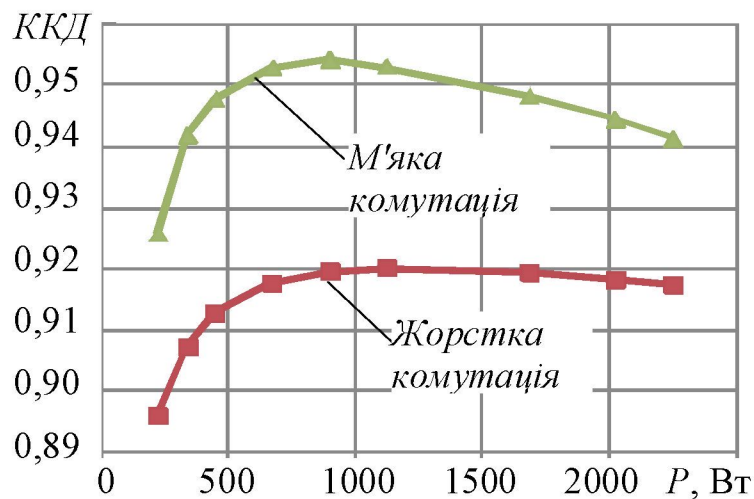


Рисунок 2.23 - Залежності ККД перетворювача частоти від вихідної потужності

Порівняння наведених залежностей дозволяє зробити висновок, що для сучасних силових ключів динамічні витрати значно менше статичних для жорсткого режиму, але вони збільшуються при збільшенні власної частоти резонансного контуру. Для м'якого режиму роботи потужність динамічних витрат прямує до нуля, але статичні витрати більші ніж для жорсткого режиму. Тобто для розглянутих транзисторів типу *SKM-100GB123D-Semikron* при частотах, вищих за 100 кГц, витрати на силових ключах в жорсткому режимі перевищують витрати в м'якому режимі. Але з урахуванням додаткових витрат потужності на накопичувальних елементах резонансного контуру потужність сумарних витрат при м'якому режимі роботи збільшується.

2.7 Допустимі діапазони зміни параметрів ПЧ в залежності від характеристик навантаження

Вище формалізовано характеристики навантаження таким чином: вихідна частота f_{out} , амплітуда вихідної синусоїдної напруги U_{out_m} , величина опору навантаження R_{out} , THD вихідної напруги.

Параметри перетворювача формалізовано таким чином: відношення вихідної частоти до власної частоти вихідного фільтра k_{out_f} , відношення власної частоти вихідного фільтра до власної частоти резонансного контуру k_{f_r} , відношення власної частоти вихідного фільтра до частоти перемикання силових ключів інвертора k_{f_sw} , відношення амплітуди струму в резонансному контурі до амплітуди вихідного струму k_i , вхідна напруга інвертора U_s (відношення вихідної напруги до вхідної напруги інвертора k_u , часова керуюча послідовність та k_i).

Задачею дослідження є визначення впливу параметрів перетворювача на задані характеристики навантаження і визначення допустимих діапазонів параметрів перетворювача. Проектування ПЧ починається з вибору власної частоти вихідного фільтра. Це зумовлено залежністю від цієї частоти інших параметрів ПЧ, які забезпечують задані характеристики на навантаженні.

При проектуванні ПЧ мінімальний коефіцієнт k_{out_f} визначається за умови відставання вихідної напруги від бажаної (опорної) за фазою не більше 1° , що забезпечується (2.65) при

$$\frac{1}{k_{out_f}} = \frac{\omega_f}{\omega_{out}} \geq q = 40,$$

тобто при (2.66)

$$\frac{1}{k_{out_f_min}} = q = 40.$$

Обрана таким чином частота вихідного фільтра є базовою для розрахунку тривалості високочастотного імпульсу, відповідна якому частота власних коливань резонансного контуру приблизно на 2 порядки вище за частоту фільтра $k_{f_r} < 0,1$. Якщо такі частоти є занадто високими для елементної бази, що

є в наявності, то можна знизити або власну частоту резонансного контуру (збільшити k_{f_r}), або знизити частоту фільтра (збільшити k_{out_f})

$$\frac{1}{k_{out_f_min}} = q < 40.$$

А. Розглянемо зниження власної частоти резонансного контуру (збільшення k_{f_r}). В цьому випадку буде спостерігатися поява високочастотних викидів напруги на епюрі $u_{out}(t)$, як показано на рис. 2.24.

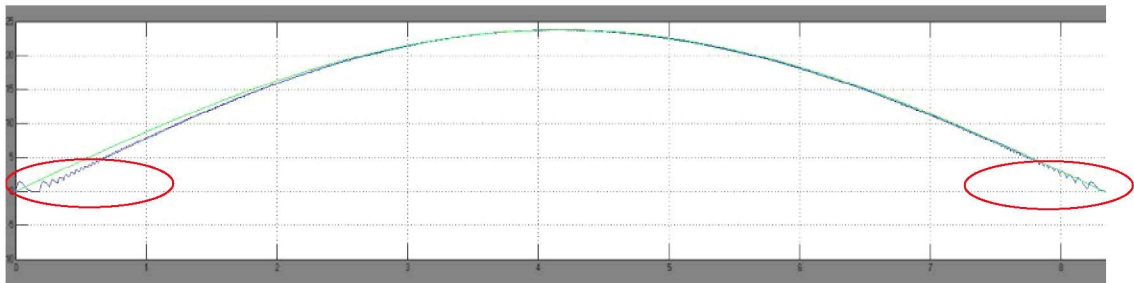


Рисунок 2.24 – Високочастотні викиди вихідної напруги при її наближенні до нуля та зниженні власної частоти резонансного контуру

Часова послідовність для високочастотних імпульсів розраховується з аксіоматичної рівності середніх значень вихідної напруги при бажаній формі високочастотного імпульсу, але без урахування реальної потужності в навантаженні. Це викликає значну різницю швидкості наростання напруги на навантаженні і швидкості зміни бажаної форми напруги. Виникають пульсації, які помітно збільшують коефіцієнт гармонік (див. рис. 4.13 - 4.16, рис. 2.25)..

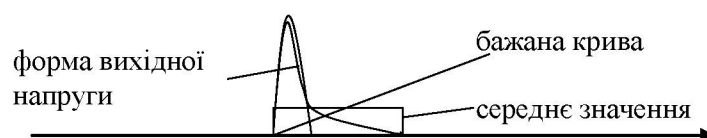


Рисунок 2.25 – Реальна та бажана форми вихідної напруги перетворювача при її переході через нуль

Такі режими виникають при малому струмі навантаження - в контурі вихідного фільтра накопичується енергія, яка не розсіюється на навантаження. Іншими словами при малій швидкості наростання напруги на бажаній формі вихідної напруги при однакових високочастотних імпульсах ємність вихідного фільтра заряджається до значно більшої напруги, ніж бажана, тобто порушується умова (2.42)

$$T_r \leq 4L_f \cdot C_f \cdot k_u \cdot \omega_{out} = \frac{4k_u \omega_{out}}{\omega_f^2}.$$

Фізичний сенс цього явища полягає в недостатній індуктивності фільтра, яка визначається за залежністю (2.64) і спричинює перехід в режим переривчастих струмів через індуктивність фільтра. Відповідно умовою неперервних струмів через дросель фільтра є умова $L_f \geq L_{f_min}$. Тобто, мінімальне значення індуктивності фільтра, обмежене появою режиму переривчастих струмів, має бути обмежене умовою

$$L_f \geq \frac{\left(\frac{U_s}{2} k_u\right)^2 T_r (m-1)}{2P_{out}}. \quad (2.89)$$

Отже збільшення k_{f_r} призводить до погіршення THD вихідної напруги і є неприйнятним рішенням. Отже, при збільшенні T_r індуктивність L_{f_min} повинна також бути збільшена, що призводить до випадку зниження частоти фільтра (тобто, збільшення k_{out_f}).

При збільшенні власної частоти резонансного контуру (зменшенні k_{f_r}) THD вихідної напруги не погіршиться. Тому запропоновано концепцію покращення гармонічного складу вихідної напруги шляхом зміни власної частоти резонансного контуру завдяки використанню додаткового

резонансного конденсатора в залежності від рівнів вихідних напруги чи струму. При малому струмі навантаження або у випадку роботи перетворювача в режимі зниженої вихідної напруги з метою уникнення високочастотних коливань вихідної напруги в околі нуля та покращення її гармонічного складу пропонується здійснювати комутацію транзисторів $VT5$ (або $VT6$ в залежності від полярності вихідної напруги) та відмикати конденсатор C_{r2} від резонансного контуру. Це призведе до збільшення частоти резонансного контуру, що сприятиме утриманню коефіцієнта гармонік від зростання. До недоліку такого рішення можна віднести зсув робочої частоти ПЧ в більш високочастотну область.

Б. Розглянемо збільшення k_{f_sw} , тобто зближення на частотній осі власної частоти вихідного фільтра та частоти перемикавання силових ключів інвертора. До цього випадку може призвести зниження власної частоти резонансного контуру (збільшення k_{f_r}), розглянутий в пункті А відповідно до залежності (2.50)

$$k_{f_sw} = k_{f_r} \cdot m.$$

Поточна скважність m ніяк не залежить від відношення частот, а визначається відношенням середніх значень бажаної вихідної напруги і високочастотного імпульсу, тобто в наведеній формулі вона є константою. Отже зміна k_{f_sw} прямо пропорційно залежить від зміни k_{f_r} .

Як показано в підрозділі 2.3 (Б) для того, щоб частота комутація ключів послаблювалась вихідним фільтром, необхідно, щоб виконувалась умова $k_{f_sw} \leq 1/5$. Отже порушення цієї умови при збільшенні k_{f_sw} призводить до погіршення THD вихідної напруги і є неприйнятним рішенням.

При зменшенні k_{f_sw} , тобто більшому віддаленні на частотній осі власної частоти вихідного фільтра та частоти перемикавання силових ключів інвертора

THD вихідної напруги не погіршиться. До недоліку такого рішення можна віднести зсув робочої частоти ПЧ в більш високочастотну область.

В. Розглянемо зниження частоти фільтра (збільшення k_{out_f}), наприклад, за рахунок збільшення індуктивності L_{f_min} . У цьому випадку буде спостерігатися більше відставання за фазою вихідної напруги від опорної як показано на рис. 2.26.

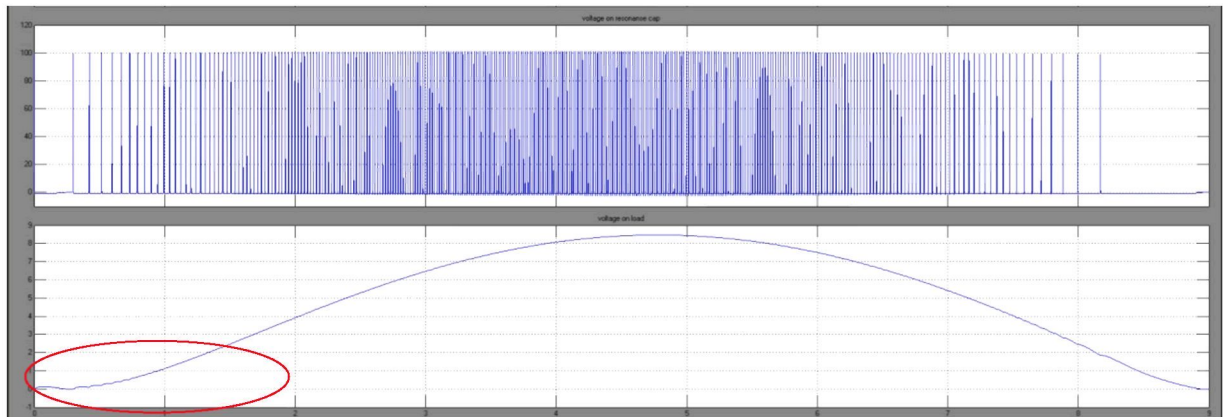


Рисунок 2.26 – Відставання за фазою вихідної напруги від опорної, спричинені зниженням власної частоти фільтра

Фізичний зміст цього явища полягає в надлишку запасеної енергії в дроселі фільтра при зниженні частоти фільтра за рахунок використання більшої індуктивності, що призводить до відставання вихідної напруги від бажаної синусоїдної форми. Але при цьому не виникають високочастотні викиди напруги. Тобто таке рішення не призведе до погіршення THD вихідної напруги. Але при використанні аналогової системи керування [115] аналізувати результати порівняння миттєвого значення вихідної напруги з опорною значно складніше. Отже основна складність при такому рішенні полягає в можливості реалізації відповідної системи керування.

При збільшенні частоти фільтра (зниженні k_{out_f}) THD вихідної напруги не погіршиться. Проте, до недоліку такого рішення можна віднести зсув робочої частоти ПЧ в більш високочастотну область.

Г. Розглянемо вплив k_i на характеристики ПЧ. Треба підкреслити, що для забезпечення заданого вихідного струму вибір k_i здійснюється за умови (2.34)

$$k_i = \frac{R_{out}}{k_u \sqrt{L_r / C_r}} \geq 1.$$

При невиконанні цієї умови вихідний струм і напруга будуть менше бажаних (зрізується вершина синусоїди для миттєвих значень струму $i_{out} > I_{r_m}$).

З іншого боку, як показано в 2.6, потужність витрат на силовому ключі, який перемикається в нулях струму і напруги, залежить від амплітуди струму в резонансному контурі (2.83)

$$P_{VT_s_st} = U_{ce} \cdot I_{r_m} \cdot k_u \cdot k_{av}.$$

Тобто при зменшенні амплітуди вихідного струму, яке може з'явитися при збільшенні опору навантаження, здійсниться збільшення k_i . Відповідно до (2.83) питомий вклад витрат на силовому ключі зросте в порівнянні з меншим I_{r_m} , який можна забезпечити для меншої вихідної потужності. Але I_{r_m} визначається параметрами розробленого ПЧ, тому його не можна змінювати динамічно. Тобто при проектуванні ПЧ для мінімізації витрат на силових ключах необхідно вибирати найменший можливий струм I_{r_m} для найбільшої вихідної потужності перетворювача з виконанням умови (2.34), тобто забезпечити найменший можливий коефіцієнт k_i .

Д. Розглянемо збільшення скважності високочастотних імпульсів m . До цього випадку може призвести зменшення k_u за рахунок збільшення U_s або зменшення бажаної U_{out} . В результаті збільшиться k_{f_sw} , тобто здійсниться зближення на частотній осі власної частоти вихідного фільтра та частоти перемикання силових ключів інвертора, що призведе до наслідків, показаних в пункті Б.

Є. Розглянемо вплив зміни k_u на характеристики ПЧ. При зміні k_u зміниться вихідна потужність і вихідний струм, що призведе до наслідків, які описано в пункті В. При зменшенні k_u та виході робочої точки за границі робочого діапазону вихідні характеристики виникнуть наслідки, описані в пункті А (при порушенні умови (2.42) та Д (через збільшення скважності).

Е. Розглянемо вплив зміни U_s на характеристики ПЧ. Від цього параметра залежать відношення вихідної напруги до вхідної напруги інвертора k_u та k_i . Відповідно такі зміни призведуть до наслідків, описаних в пунктах В та Є.

Ж. Розглянемо залежність параметрів ПЧ від флуктуацій характеристик навантаження. При збільшенні бажаної вихідної частоти необхідно врахувати наслідки, описані в пунктах А, Б, В. При зменшенні вихідні характеристики ПЧ не погіршаться. При збільшенні бажаної вихідної напруги необхідно врахувати наслідки, описані в пункті Є. Зменшення призведуть до наслідків, описаних в пункті Е. Збільшення опору навантаження та виході робочої точки за границі робочого діапазону вихідні характеристики виникнуть наслідки, описані в пункті А (при порушенні умови (2.42), а при зменшенні опору навантаження може порушитися умова (2.34), що призведе до наслідків, описаних в пункті Г.

Висновки за розділом 2

1. Удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора, який поєднує переваги імпульсного характеру регулювання та комутації силових ключів при нульових значеннях струму та напруги, за рахунок введення комутаційних послідовностей силових ключів, що дозволило отримати характеристики електромагнітних процесів в резонансному контурі та тривалості міжкомутаційних етапів, при яких забезпечується близька до синусоїдної форма високочастотних імпульсів, що дозволяє забезпечити низький рівень динамічних втрат перетворювача при часо-імпульсному регулюванні вихідної напруги.

2. Удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням в частині визначення функціоналу високочастотних імпульсів за рахунок введення співвідношення між середнім значенням напруги високочастотного імпульсу за інтервал часу між комутаціями основних ключів інвертора і бажаного середнього значення вихідної напруги за цей інтервал. Це дозволило розрахувати комутаційні послідовності силових ключів для часо-імпульсної модуляції. Обґрунтовано межі застосування визначеного функціоналу та оцінено похибку його застосування.

3. Отримано розрахункові залежності параметрів елементів схеми за умови балансу енергії в ПЧ, при яких забезпечується робота перетворювача в режимі мінімальних комутаційних втрат та формується вихідна низькочастотна напруга бажаної форми, амплітуди і частоти із низьким коефіцієнтом гармонік.

4. На основі математичної моделі перетворювача визначено закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором, який дозволяє сформувати задану форму напруги на виході перетворювача по принципу програмного керування.

5. Побудовано статичні характеристики ПЧ, які підтверджують коректну роботу перетворювача при використанні параметрів, розрахованих згідно з отриманими аналітичними залежностями при його роботі відповідно до визначеного закону керування.

6. Проведено аналіз динамічних та статичних втрат перетворювача частоти на базі резонансного інвертора та здійснено порівняльну оцінку потужності втрат запропонованого ПЧ та перетворювача з жорсткою комутацією силових транзисторів.

7. З'ясовано допустимі діапазони зміни параметрів перетворювача частоти в залежності від характеристик навантаження та небажані наслідки, спричинені виходом параметрів реактивних елементів схеми за межі допустимих діапазонів.

8. Визначено, що з метою покращення гармонічного складу вихідної напруги при малому значенні струму навантаження чи бажаній напрузі на навантаженні, меншій за розрахункову, доцільно змінювати власну частоту резонансного контуру шляхом відмикання додаткового резонансного конденсатора в залежності від рівнів вихідних напруги чи струму.

РОЗДІЛ 3. СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА

Цільовою функцією резонансного інвертора є отримання на навантаженні низькочастотної вихідної напруги з заданими характеристиками. Вимоги, що пред'являються до перетворювача, є обмеження рівня динамічних втрат, що можливо здійснити, використовуючи режими перемикання силових ключів при нульових рівнях струму або напруги, а також високий рівень електромагнітної сумісності із навантаженням, що забезпечується при низькому коефіцієнті гармонік вихідної напруги (до 5 %). Як додаткову умову доцільно використовувати вимогу універсальності системи, що дозволить в кінцевому підсумку скоротити втрати на розробку подібних систем.

3.1 Синтез синусоїдної форми вихідної напруги

Резонансний інвертор з часо-імпульсним керуванням, описаний в [40], задовольняє всім наведеним вище вимогам. Вираз (2.75) представляє аналітичну форму закону формування послідовності імпульсів для часо-імпульсного керування резонансним інвертором, який зв'язує характеристики вихідної напруги з параметрами перетворювача за допомогою використання відносного часу n_i , відносної частоти k_f і відносного вихідної напруги k_u .

Визначивши значення n_i можна сформулювати керуючу послідовність імпульсів для замикання ключів $VT1, VT2$ $M=\{t_0, ..., t_i, ..., t_q\}$, де $t_i=n_iT_r$, - часи замикання силових ключів, що визначаються через корені рівняння (2.75), M - множина дійсних чисел, що представляють собою моменти замикання силових ключів, q - число необхідних включень транзисторів протягом півперіоду вихідної низькочастотної напруги. Відповідні керуючі впливи можна задавати за допомогою цифрової схеми та підсилювача потужності.

Розмикання ключів відповідно до наведених резонансних кривих (див. рис. 2.6) необхідно здійснювати після переходу через нуль струму через індуктивність резонансного контуру, тобто через час t_{imp} . Закону формування керуючої послідовності (2.75) можна поставити у відповідність перемикаючу функцію на керуючому вході силових ключів

$$\Psi(t - t_i) = \begin{cases} 1, \text{при } t \in [t_i, t_i + t_{imp}] \cap \forall t_i \in M; \\ 0, \text{при } t \in (t_i + t_{imp}, t_{i+1}) \cap \forall t_i \in M. \end{cases} \quad (3.1)$$

Проведемо синтез вихідної напруги перетворювача при заданій керуючій послідовності (2.75). Вихідна напруга на навантаженні буде формуватися з дискретних значень u_{out_i} , кожне з яких з урахуванням того, що вихідний сигнал в порівнянні з коливаннями в резонансному контурі є змінюваним повільно та, відповідно до теореми Лагранжа про кінцевий приріст, приблизно дорівнює

$$u_{out_i} \approx U_{out_m} \sin \frac{2\pi t_i}{k_f T_r}. \quad (3.2)$$

Отже, часова залежність вихідної напруги має наступний вигляд

$$u_{out}(t) = \sum_{i=1}^q U_{out_m} \sin 2\pi f_{out} t_i \cdot \Psi(t - t_i), \quad (3.3)$$

Введемо позначення: $f_{sw_i} = 1/(t_{i+1} - t_i)$ - поточна (i -та) частота керуючих імпульсів. Додатковою умовою для (3.3) є обмеження максимальної кількості імпульсів за півперіод вихідної синусоїдної напруги q , таке, при якому задовольняється нерівність

$$\frac{1}{f_{sw_0}} + \dots + \frac{1}{f_{sw_i}} + \dots + \frac{1}{f_{sw_q}} \leq \frac{1}{2f_{out}}. \quad (3.4)$$

Шляхом апроксимації (3.3) з урахуванням (3.4) позитивний напівперіод синтезованої вихідної напруги може бути описаний залежністю

$$u_{out}(t) \approx U_{out_m} \sin 2\pi f_{out} t. \quad (3.5)$$

З залежності (3.5) випливає, що вихідна напруга має синусоїдний характер, що відповідає бажаній формі напруги на навантаженні.

3.2 Структура системи керування перетворювачем частоти

При розробці структурної схеми системи керування ПЧ на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням необхідно враховувати, що вхідними даними для формування керуючої послідовності є напруга на виході випрямляча, струм навантаження і бажана амплітуда та частота напруги на навантаженні. Розглянемо способи урахування флуктуацій цих характеристик.

Флуктуації вхідної напруги інвертора будуть визначатися як коливаннями напруги мережі живлення, так і типом випрямляча: однофазного, трифазного, півмостового або ін. Для зниження пульсацій випрямленої напруги з різною ефективністю можна застосувати фільтри низьких частот. Для компенсації коливань напруги мережі живлення доцільно використовувати коректор коефіцієнта потужності (ККП), який генерує дуже стабільну постійну напругу на шині та дозволяє забезпечити електромагнітну сумісність пристрою із мережею живлення. Проте, так як ККП представляє собою окремий пристрій, який ускладнює та обтяжую конструкцію перетворювача, то його використання може бути недоцільним. Використання цифрової системи керування дозволить

програмно скоригувати керуючу послідовність відповідно до поточного значення напруги на вході інвертора у випадку, коли замість ККП використовується випрямляч.

Флуктуації струму навантаження можуть виникнути при зміні характеру або величини опору навантаження у часі. В підрозділі 2.5 проаналізовано зовнішню характеристику перетворювача. В робочому діапазоні даної характеристики, коливання струму не викличуть зміни вихідної напруги. При виході за границі робочого діапазону вихідної характеристики необхідно скоригувати вихідну напругу і відповідну керуючу послідовність, що розраховується. Для контролю величини опору навантаження доцільно використовувати струм через навантаження.

Отже, запропоновано структурну схему системи керування ПЧ на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням, наведену на рис. 3.1 [26].

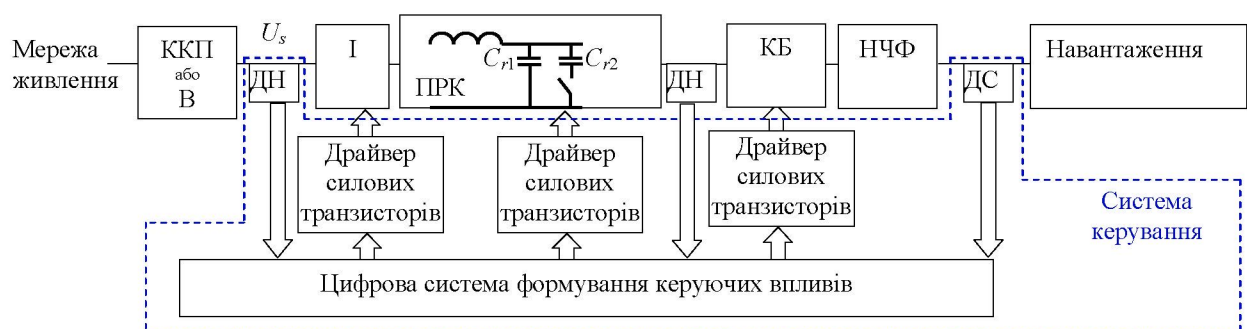


Рисунок 3.1 – Структурна схема системи керування перетворювача частоти на основі резонансного інвертора

До складу системи керування перетворювачем частоти входять наступні блоки: коректор коефіцієнта потужності або випрямляч із фільтром (ККП або В); датчик напруги (ДН); інвертор (І); послідовний резонансний контур (ПРК); додатковий комутаційний блок (КБ); низько-частотний фільтр (НЧФ); датчик струму (ДС); драйвери силових транзисторів для комутації основних та додаткових ключів інвертора та переключення конденсатора C_{r2} послідовного

резонансного контуру (ПРК) з метою зміни його власної частоти коливань; цифрова система формування керуючих впливів, що дозволить на базі даних, отриманих із датчика струму ДС в навантаженні та датчика вхідної напруги ДН, динамічно формувати низькочастотну вихідну синусоїдну напругу із низьким коефіцієнтом гармонік.

3.4 Керування додатковими ключами

Для комутації струму через дросель вихідного фільтра в інтервалі закритих силових ключів інвертора використовуються додаткові ключі $VT3$, $VT4$ [26]. У випадку активного навантаження полярність струму крізь навантаження завжди співпадає з полярністю вихідної напруги. Тому для позитивних півхвиль вихідної напруги і струму необхідно відкривати додатковий ключ $VT3$, а у випадку негативних півхвиль потрібно відкривати ключ $VT4$. Закривати додаткові ключі при відкритих силових ключах інвертора нема потреби, завдяки тому, що обернені діоди, що входять до складу транзисторів, запираються самостійно. У випадку реактивного характеру навантаження полярність струму крізь навантаження в деякі інтервали часу співпадає з полярністю вихідної напруги. В ці інтервали часу додаткові ключі відкривають аналогічно розглянутому випадку активного навантаження. Але в деякі інтервали часу полярність струму через навантаження не співпадає з полярністю вихідної напруги. Тому для позитивної півхвилі вихідної напруги і негативної півхвилі струму необхідно відкривати додатковий ключ $VT4$, а у випадку негативної півхвилі вихідної напруги і позитивної півхвилі струму потрібно відкривати ключ $VT3$. Крім того для передачі енергії в навантаження в цьому випадку необхідно закривати додаткові ключі в інтервали часу, коли силові ключі інвертора відкриті. Логіку замикання основних і додаткових ключів наведено в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

U_{out}	I_{out}	U_{VT1}	U_{VT2}	U_{Cr}	U_{VT3}	U_{VT4}
≥ 0	< 0	1	0	1	0	0
≥ 0	< 0	0	0	0	0	1
> 0	≥ 0	1 / 0	0	1 / 0	1	0
≤ 0	> 0	0	1	1	0	0
≤ 0	> 0	0	0	0	1	0
< 0	≤ 0	0	1 / 0	1 / 0	0	1

Логічні рівняння, що відповідають таблиці 3.1 мають вигляд

$$U_{VT3} = (U_{out} > 0) \cdot (I_{out} \geq 0) \cdot \overline{U_{VT2}} + (U_{out} \leq 0) \cdot (I_{out} > 0) \cdot \overline{U_{VT1}} \cdot \overline{U_{VT2}} \cdot \overline{U_{Cr}};$$

$$U_{VT4} = (U_{out} < 0) \cdot (I_{out} \leq 0) \cdot \overline{U_{VT1}} + (U_{out} \geq 0) \cdot (I_{out} < 0) \cdot \overline{U_{VT1}} \cdot \overline{U_{VT2}} \cdot \overline{U_{Cr}}.$$

Для формування високочастотних імпульсів напруги необхідно, щоб здійснювався заряд резонансного конденсатора, що відбувається лише в тому випадку, коли він не зашунтований гілкою із додатковим ключем VT3 чи VT4 [26]. У випадку активного навантаження за рахунок співнапряму різниці потенціалів на конденсаторі та струмів через дроселі перетворювача здійснюється природна комутація опозитного діода одного з транзисторів VT3 чи VT4. Через це струм через додатковий ключ не протікає під час зарядки конденсатора навіть у випадку замкненого положення відповідного додаткового транзистора VT3 чи VT4. У випадку ж індуктивного характеру навантаження природна комутація опозитного діода не відбувається, тому для коректної роботи схеми необхідно здійснити примусову комутацію відповідного додаткового транзистора VT3 чи VT4.

3.5 Адаптивна система формування вихідної синусоїдної напруги

Таким чином, цифрова адаптивна система керування повинна в реальному часі формувати бажану синусоїдну напругу на виході перетворювача частоти. Принципова схема системи керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням представлена на рис. 3.2.

На вхід перетворювача подається мережева напруга 220 В з частотою 50 Гц, яка надходить до блока живлення, що представляє собою обернено ходовий перетворювач та формує постійну напругу +15 В для живлення мікросхем дискретної логіки та операційного підсилювача. На вхід резонансного інвертора приходить постійна напруга 400 В із виходу коректора коефіцієнта потужності *PFC*, використання якого дозволить забезпечити електромагнітну сумісність пристрою із мережею та забезпечити постійну напругу високої точності на вході інвертора. Трансформатор струму *CT2* разом із прицевійним випрямлячем *LM358*, сигнал із якого приходить на вхід АЦП мікроконтролера *ADC0*, виконують функцію датчика вихідного струму перетворювача. Струмозовий захист транзисторів *VT1* та *VT2* здійснюється завдяки трансформатору струму *CT1* за рахунок тригера та елементів АБО-НІ, що входять до складу мікросхеми *74HC17*.

Функції керування, а саме формування керуючої послідовності імпульсів для забезпечення вихідної синусоїдної напруги перетворювача частоти, виконує мікроконтролер *STM32F103*, керуючі імпульси з якого надходять на входи драйверів силових ключів *VT1-VT6*, в якості яких обрано *IGBT*-транзистори *SKM-100GB123D-Semikron*.

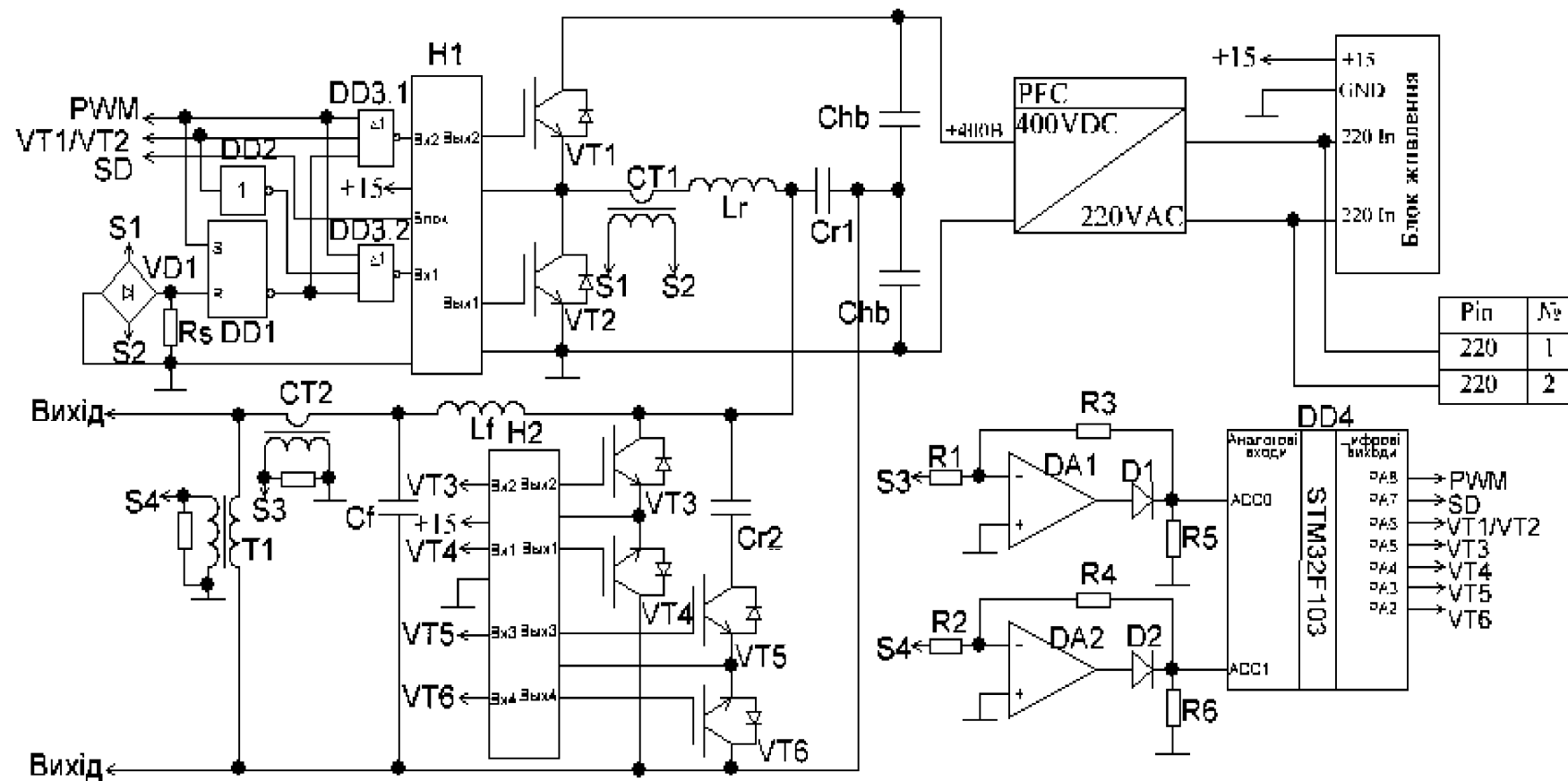


Рисунок 3.2 – Принципова схема адаптивної системи керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням

Основними збуреннями, що можуть вплинути на характеристики перетворювача є флуктуація вихідної напруги випрямляча U_s та зміна характеру або величини опору навантаження у часі. Тому однією із важливіших задач системи є корекція керуючої послідовності імпульсів відповідно до поточного значення напруги на вході інвертора U_s . Для цього при визначенні моменту початку кожного поточного високочастотного імпульсу здійснюється опитування датчика напруги (рис. 3.1) та зчитується поточне значення U_s , яке враховується законом керування (2.75), завдяки чому не відбувається відхилення реального поточного значення вихідної напруги перетворювача від бажаного.

Як показано в розділі 2.7, при виборі параметрів накопичуючих елементів схеми із урахуванням залежностей (2.44), (2.52) (2.64), (2.67), (2.69), (2.70) та величини опору навантаження, що задовольняє умові (2.62) і менше максимально допустимого значення (2.63), перетворювач забезпечує вихідну напругу із бажаними параметрами на досить тривалому проміжку зовнішньої характеристики (робочий діапазон зовнішньої характеристики рис. 2.17-2.18). Однак можливі випадки, при яких здійснюється вихід за межі робочої області. Тому основним завданням адаптивної системи керування є формування вихідної напруги бажаної форми з низьким коефіцієнтом гармонік перетворювача при виході за межі робочого діапазону зовнішньої характеристики.

Розглянемо спочатку випадок, коли коефіцієнт струму k_i менше одиниці, тобто максимальний струм через резонансну індуктивність I_{r_m} менше бажаної амплітуди струму через навантаження I_{out_m} . Цей випадок відповідає діапазону зовнішньої характеристики перетворювача (рис. 2.17-2.18), що знаходиться справа від точки злomu характеристики $I^* = 1$ та характеризується різким спадом амплітуди вихідної напруги із ростом струму навантаження (зниженням опору навантаження). При цьому індуктивність резонансного контуру обмежуватиме вхідний струм i , таким чином, значення вихідних струму i та напруги перетворювача будуть нижчі за бажані.

Для визначення керуючого впливу для регулювання вихідної напруги врахуємо залежність коефіцієнта струму k_i від опору навантаження R_{out} (2.34), що має наступний вигляд

$$k_i = \frac{R_{out}}{k_u \sqrt{L_r / C_r}} = \frac{R_{out} \cdot U_{out_m}}{0.5 \cdot U_s \sqrt{L_r / C_r}}.$$

Задамо малі прирощення коефіцієнта струму k_i (Δk_i), опору навантаження R_{out} (ΔR_{out}), та амплітуди вихідної напруги U_{out_m} (ΔU_{out_m}). Зміна опору навантаження – це збурення, вплив якого на k_i та як результат на вихідну напругу при умові виходу за межі робочого діапазону (робочий діапазон відповідає $k_i \geq 1$) зовнішньої характеристики перетворювача частоти, система керування повинна нейтралізувати. Тоді вираз (2.37) приймає наступний вигляд:

$$k_i + \Delta k_i = \frac{(R_{out} + \Delta R_{out}) \cdot (U_{out_m} + \Delta U_{out_m})}{0.5 \cdot U_s \sqrt{L_r / C_r}}. \quad (3.6)$$

Із залежності (3.6) випливає, що ΔU_{out_m} можна використовувати як керуючий вплив для нейтралізації збурення. Розкриваючи дужки, отримуємо, що

$$\Delta k_i = \frac{\Delta R_{out} \cdot U_{out_m} + R_{out} \cdot \Delta U_{out_m}}{0.5 \cdot U_s \sqrt{L_r / C_r}}. \quad (3.7)$$

Так як збурення Δk_i необхідно звести до нуля, тобто

$$\frac{\Delta R_{out} \cdot U_{out_m} + R_{out} \cdot \Delta U_{out_m}}{0.5 \cdot U_s \sqrt{L_r / C_r}} = 0,$$

то

$$\Delta U_{out_m} = -\frac{\Delta R_{out} \cdot U_{out_m}}{R_{out}}. \quad (3.8)$$

Отже, керуючий вплив повинен бути прямо пропорційним збуренню ΔU_{out_m} . Тоді, враховуючи, що коефіцієнт струму k_i менше 1 на часовому проміжку, коли миттєве значення вихідного струму перевищує амплітудне значення струму через резонансний дросель $i_{out}(t) > I_{r_m}$, необхідно для формування керуючої послідовності імпульсів в законі керування (2.75) використовувати скоректоване значення відносної вихідної напруги k_u' , що прийме наступний вигляд

$$k_u' = \frac{U_{out_m} + \Delta U_{out_m}}{0.5 \cdot U_s} = \frac{U_{out_m} - \frac{\Delta R_{out} \cdot U_{out_m}}{R_{out}}}{0.5 \cdot U_s}. \quad (3.9)$$

Отже, адаптивна система керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням у випадку виходу за границі робочого діапазону зовнішньої характеристики, коли $k_i < 1$ повинна змінювати закон керування в часовому проміжку, протягом якого миттєве значення вихідного струму перевищує амплітудне значення струму через резонансний дросель $i_{out}(t) \geq I_{r_m}$, з урахуванням (3.9). Таким чином, регулювання вихідної напруги шляхом введення скоректованого значення відносної вихідної напруги k_u' буде давати позитивний результат до тих пір, поки скважність високочастотних імпульсів не буде дорівнювати мінімально можливому значенню ($m = 1$). Умовою зміни закону керування є відношення амплітуди резонансного струму до поточного значення вихідного струму

$$k_{i_t} = \frac{I_{r_m}}{i_{out}(t)} < 1.$$

Розглянемо проміжок низьких струмів зовнішньої характеристики (рис. 2.17-2.18), що виходить за її робочий діапазон. Причин, що зміщують робочу точку в цю область зовнішньої характеристики щонайменше три: по-перше, індуктивність дроселя фільтра обрано нижче мінімально допустимого значення L_{f_min} (2.64), значення опору навантаження більше максимально допустимого R_{max} або робота перетворювача відбувається при зниженій бажаній вихідній напрузі. При потраплянні робочої точки в цей діапазон зовнішньої характеристики крім того, що регульовальна характеристика не є актуальною, на виході перетворювача виникають викиди вихідної напруги в околі нуля.

Зниження спотворень вихідної напруги можна домогтися шляхом зміни параметрів вихідного фільтра. Однак індуктивність розраховується з умов енергетичного балансу вихідного і вхідного контурів інвертора [41] і є постійним параметром схеми. А збільшення ємності фільтра призводить до зниження швидкодії перетворювача і відставання по фазі вихідної напруги від еталонної. Тому для зменшення коливань запропоновано концепцію адаптивного керування резонансним інвертором [33], яка базується на принципі часо-імпульсної модуляції, але дозволяє змінювати кількість введеної протягом кожного високочастотного імпульсу енергії за рахунок переключення конденсатора резонансного контуру. Теоретичною базою такої зміни є залежність мінімальної індуктивності резонансного контуру L_f , при якій є актуальною регульовальна характеристика (2.77).

Отже, при виникненні обставин, що спричиняють вихід за межі робочого діапазону зовнішньої характеристики зліва доцільно здійснювати комутацію послідовного резонансного контуру, що складається з незмінної котушки індуктивності та одного з двох резонансних конденсаторів C_{r1} або C_{r2} (див. рис. 2.1, рис. 3.1), перемикання яких відбувається завдяки комутації додаткових ключів резонансного контуру та викликає зміну власної частоти контуру.

Основна перевага запропонованого регулювання полягає в тому, що на відміну від широтно- або частотно-імпульсної модуляції для регулювання не потрібно змінювати тривалість імпульсу напруги на резонансному контурі. Як

показано в [41], тривалість імпульсу напруги визначається власною частотою резонансного контуру, що і дозволяє перемикати ключі інвертора при нульовому значенні струму (*ZCS*) або напруги (*ZVS*). Розбіжність моментів часу перемикань ключів з переходами струму через нуль призведе до виходу з режиму *ZCS* і до небажаних комутаційних втрат, а також до зниження ККД і надійності перетворювача.

Таким чином, керуючі послідовності для ключів *VT1* - *VT6* розраховуються мікроконтролером, що входить до складу системи керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора, виходячи з параметрів елементів схеми перетворювача і параметрів навантаження. Розрахунок часу комутації ключів здійснюється перед кожним наступним високочастотним імпульсом напруги на резонансному конденсаторі і враховує поточне значення напруги на виході випрямляча U_s , що дозволяє уникнути його впливу на вихідну напругу перетворювача. Для відстеження зміни опору навантаження перед розрахунком моменту початку кожного наступного високочастотного імпульсу вимірюється поточне значення струму навантаження, що порівнюється із гранично допустимим для робочого діапазону зовнішньої характеристики. Результат порівняння впливає на вибір алгоритму регулювання вихідної напруги. Якщо поточна робоча точка не виходить за межі робочого діапазону, то розрахунок моменту початку наступного високочастотного імпульсу здійснюється відповідно до закону (2.75) при незмінних параметрах елементів схеми. При виході за границі робочого діапазону зовнішньої характеристики здійснюється корекція закону керування чи зміна параметрів резонансного інвертора шляхом перемикання конденсаторів резонансного контуру, що є признаками адаптивного керування. Коли виникає необхідність формування зниженої напруги на навантаженні, задається нове значення бажаної вихідної напруги U_{ref} , згідно з яким розраховується нова послідовність керуючих імпульсів, а також здійснюється зміна параметрів резонансного інвертора шляхом перемикання конденсаторів резонансного контуру. Алгоритм роботи [26] адаптивної системи керування

перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора наведено на рис. 3.3.

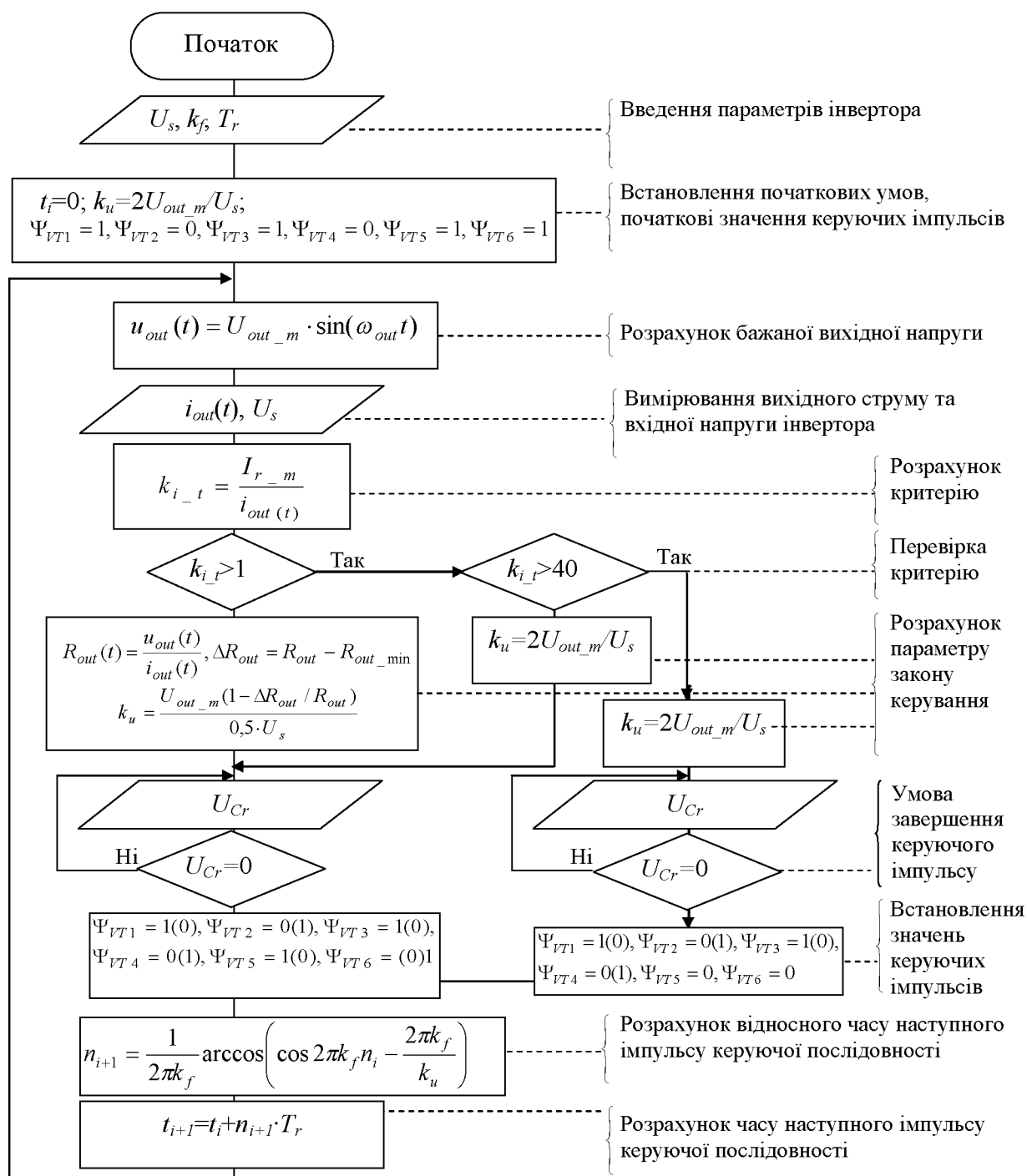


Рисунок 3.3 – Алгоритм роботи адаптивної системи керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора

Регулювання вихідної напруги відповідно до наведеного алгоритму дозволяє забезпечити низький коефіцієнт гармонік вихідної напруги при

забезпеченні її заданої амплітуди і частоти.

3.6 Дослідження динаміки вихідного фільтра перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням

Передатну функцію перетворювача частоти на базі резонансного інвертора можна визначити як добуток передатних функцій послідовно з'єднаних ланок перетворювача

$$W_{fc}(p) = W_{rec}(p) \cdot W_r(p) \cdot W_f(p),$$

де $W_{rec}(p)$ – передатна функція випрямляча, $W_r(p)$ – передатна функція резонансного інвертора, $W_f(p)$ – передатна функція вихідного фільтра.

Постійні часу випрямляча та резонансного інвертора з вихідним фільтром відрізняються більш ніж на три порядки, тому доцільно дослідити їх динаміку роздільно. Завдяки тому, що W_f – є коливальною ланкою, то для всіх сигналів, перша гармоніка яких більше частоти зрізу фільтра в декілька разів, вищі гармоніки практично не впливатимуть на вихідну напругу. Таким чином, процеси на виході перетворювача будуть достатньо точно описуватись динамікою виключно ланки вихідного фільтра. Вхідним сигналом для ланки вихідного фільтра є послідовність квазісинусоїдних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі, форму яких можна математично описати залежністю (2.27), що має наступний вигляд

$$u_{Cr}(t) \approx \frac{U_s}{2} (1 - \cos(\omega_r t)).$$

Так як частота імпульсів напруги на вході фільтра є принаймні на 2 порядки більшою за частоту зрізу фільтра, то для подальших розрахунків можна використовувати спрощений математичний опис характеру високочастотного імпульсу, середнє значення якого за час T_r (2.28).

$$u_{Crav} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \frac{U_s}{2} (1 - \cos \omega_r t) dt = \frac{U_s}{2}.$$

Тому, аналізуючи динаміку перетворювача, можна вважати, що на вхід фільтра подаються прямокутні імпульси з напругою $\frac{U_s}{2}$ і довжиною T_r , так як реакція схеми на обидва імпульси буде майже однаковою.

Для отримання динамічних характеристик проаналізуємо динаміку вихідного фільтра при роботі на активне та індуктивне навантаження. Рішення диференціальних рівнянь, що описують його роботу в операторному і класичному вигляді:

$$i_{out}(p) = \frac{-E}{pR_{out} + p^2 L_f + R_{out} p^2 L_f C_f}; \quad (3.10)$$

$$i_{out}(t) = \frac{-E \cdot e^{p_1 t}}{R_{out} + 2p_1 L_f + 3R_{out} p_1^2 L_f C_f} + \frac{-E \cdot e^{p_2 t}}{R_{out} + 2p_2 L_f + 3R_{out} p_2^2 L_f C_f}, \quad (3.11)$$

де

$$p_{1,2} = \frac{-L_f \pm \sqrt{L_f^2 - 4R_{out}^2 L_f C_f}}{2R_{out} L_f C_f}. \quad (3.12)$$

Передатна функція ланки вихідного фільтра перетворювача частоти при активному та індуктивному навантаженні має вигляд

$$W_f(p) = \frac{1}{1 + p \frac{L_f}{R_{out}} + p^2 L_f C_f}; \quad (3.13)$$

$$W_f(p) = \frac{1}{1 + p \frac{L_f}{R_{out}(1 + p \frac{L_{out}}{R_{out}})} + p^2 L_f C_f} \quad (3.14)$$

$$W_f(p) = \frac{1}{1 + p \frac{L_f}{L_{out}(p + \frac{R_{out}}{L_{out}})} + p^2 L_f C_f} \quad (3.15)$$

Виходячи із (3.15), при відношенні $L_{out} \geq 10L_f$ (коефіцієнт 10 отримано експериментально) коефіцієнт при p стає настільки малим, що вихідний фільтр із навантаженням можна розглядати як коливальну ланку із передатною функцією

$$W_f(p) = \frac{1}{1 + p^2 L_f C_f}. \quad (3.16)$$

Перехідна функція ланки вихідного фільтра ПЧ для активного навантаження має вигляд

$$h(t) = \frac{-e^{p_1 t}}{R_{out} + 2p_1 L_f + 3R_{out} p_1^2 L_f C_f} + \frac{-e^{p_2 t}}{R_{out} + 2p_2 L_f + 3R_{out} p_2^2 L_f C_f}. \quad (3.17)$$

Для аналізу впливу параметрів на вигляд передатної та перехідної функцій введемо позначення $X_w = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$ – хвильовий опір.

Умовою появи комплексних коренів (3.12) є

$$R_{out} > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} = \frac{1}{2} X_w, \quad (3.18)$$

тому позначимо базовий опір $R_f = \frac{1}{2} X_w$, а відносний опір

$$R^* = \frac{R_{out}}{R_f} = 2R_{out} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}}. \quad (3.19)$$

Позначимо власну частоту фільтра при $R_{out} = \infty$ як ω_f , що визначається як

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{C_f L_f}} = \frac{2\pi}{T_f} = \frac{1}{T}, \quad (3.20)$$

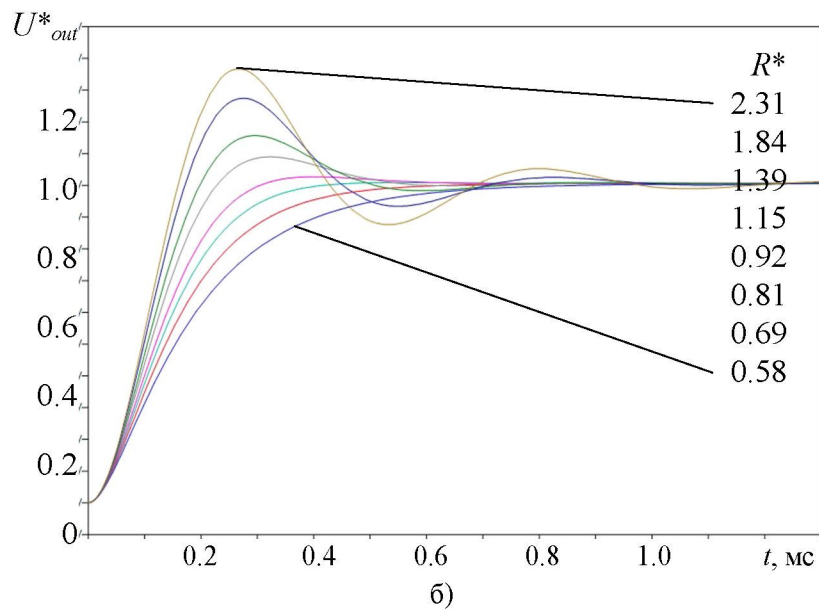
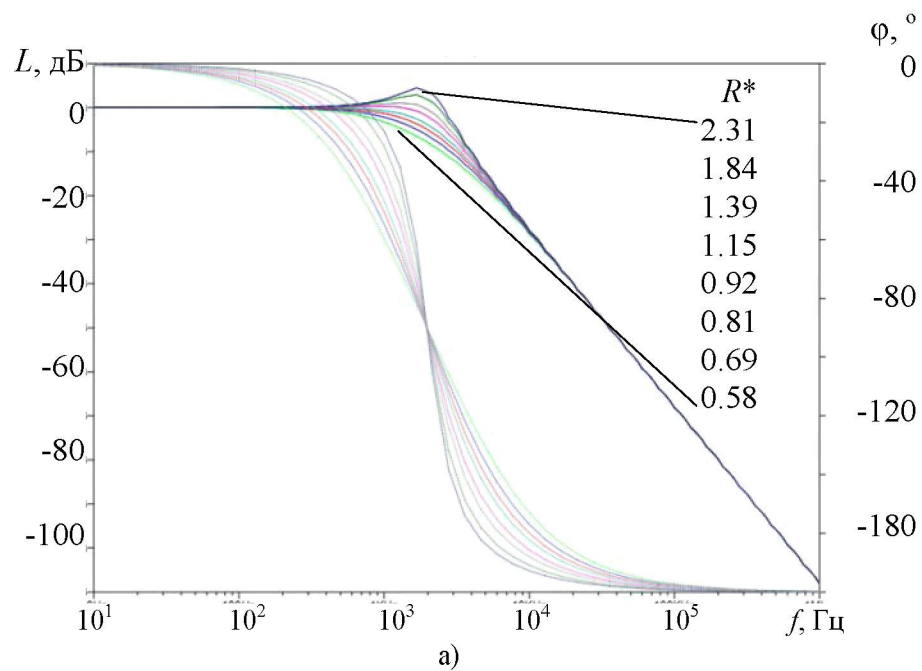
де T_f – постійна часу фільтра період власних коливань фільтра, T – постійна часу фільтра.

З урахуванням (3.19), (3.20) корені (3.12) приймуть вигляд

$$p_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - R^{*2}}}{R^* T}. \quad (3.21)$$

В залежності від R^* логарифмічні характеристики, отримані з рівняння (3.13) і перехідна функція з рівняння (3.17) мають вигляд, показаний на рис. 3.4.

Як видно з рис. 3.4,б, при перевищенні R_{out} половини хвильового опору вихідного фільтра перетворювача, що відповідає кривій при $R^* \geq 1.15$, виникають коливання перехідної функції, що необхідно враховувати при виборі навантаження.

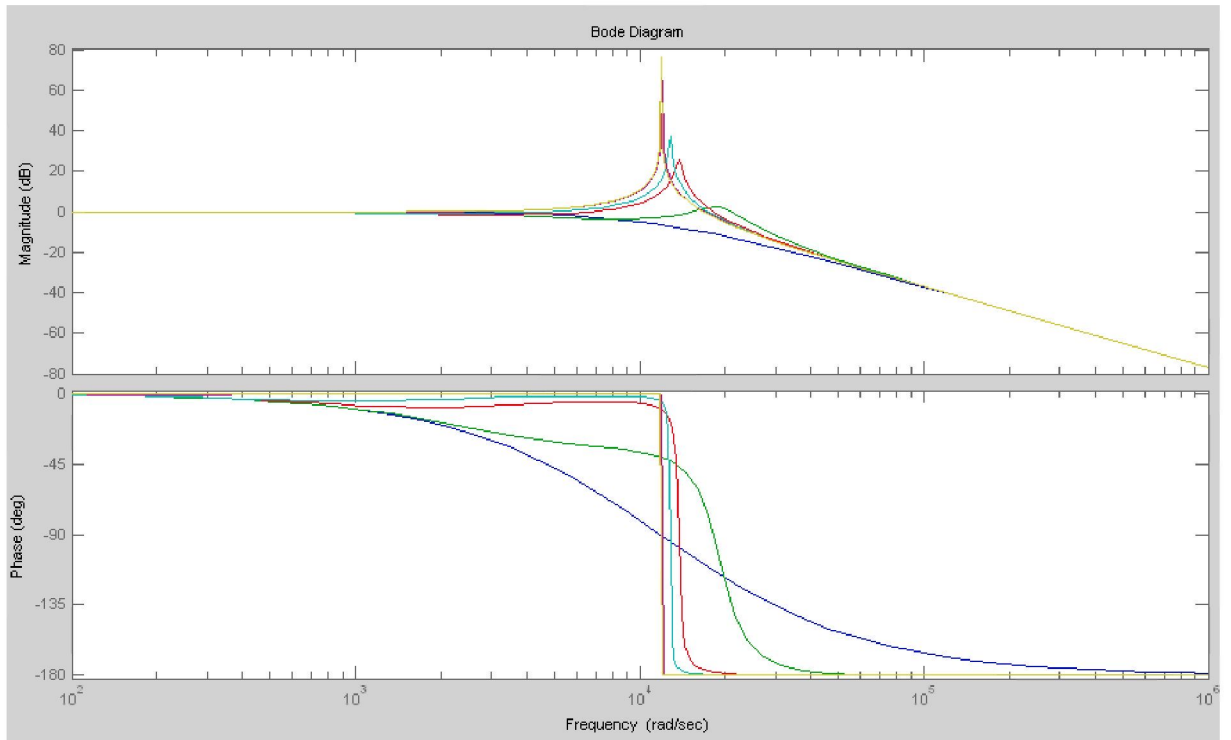


б

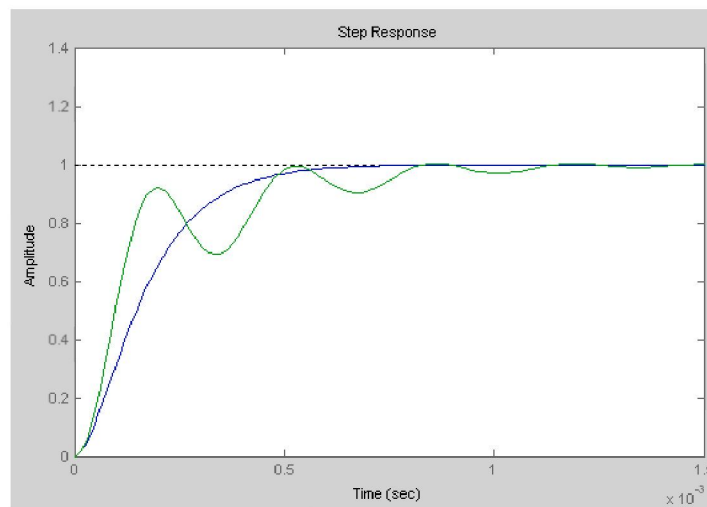
Рисунок 3.4 – Логарифмічні характеристики (а), та перехідна функція (б) вихідного фільтра ПЧ при активному навантаженні для різних значень

$$R^* = 2R_{out} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}}$$

На рис. 3.5 приведено логарифмічні характеристики та перехідну функцію вихідного фільтра перетворювача при індуктивному навантаженні, побудованих, базуючись на (3.17).



а



б

Рисунок 3.5 – Логарифмічні характеристики (а) та перехідна функція (б) вихідного фільтра ПЧ при активному та індуктивному навантаженні

Для отримання імпульсної характеристики (рис.3.6) використовувались імпульс напруги на конденсаторі резонансного контуру, який відповідно до [31] з похибкою, яка оцінюється відповідно до [101] по (2.31), можна описати

залежністю (2.37). Крім того використовувався прямокутний імпульс довжиною T_r і амплітудою $U_s/2$.

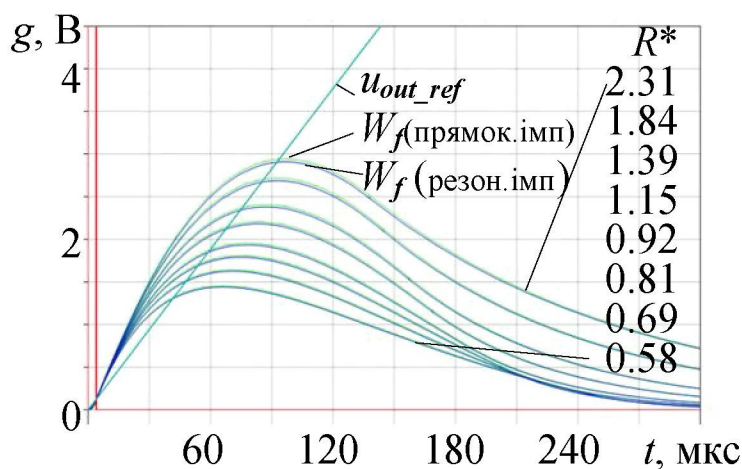


Рисунок 3.6 – Імпульсні функції вихідного фільтра ПЧ при вхідних імпульсах прямокутної та близької до синусоїдної форми та нульових початкових умовах

На рисунку 3.6 показано також бажану форму синусоїдної вихідної напруги для випадку нульових початкових умов ($U_{out_i}=0$ В, $I_{Lf_i}=0$ А) та імпульсні функції для відносного опору навантаження в діапазоні $1/2 < R^* < 2$ для імпульсу, що формується за допомогою резонансного контуру, та прямокутного імпульсу. На рис. 3.7 наведено бажану форму синусоїдної вихідної напруги для випадку ненульових початкових умов ($U_{out_i}=10$ В, $I_{Lf_i}=1$ А) та імпульсні функції для відносного опору навантаження $R^*=1$ для імпульсу, що формується за допомогою резонансного контуру, та прямокутного імпульсу.

Аналіз імпульсних функцій показує, що їх форма дійсно співпадає для прямокутних імпульсів та імпульсів, що описані формулою (8). Для малих t ділянка імпульсної функції, яка формує вихідну напругу (рис. 3.6), не співпадає з формою бажаної синусоїдної напруги, що викликає збільшення коефіцієнту гармонік.

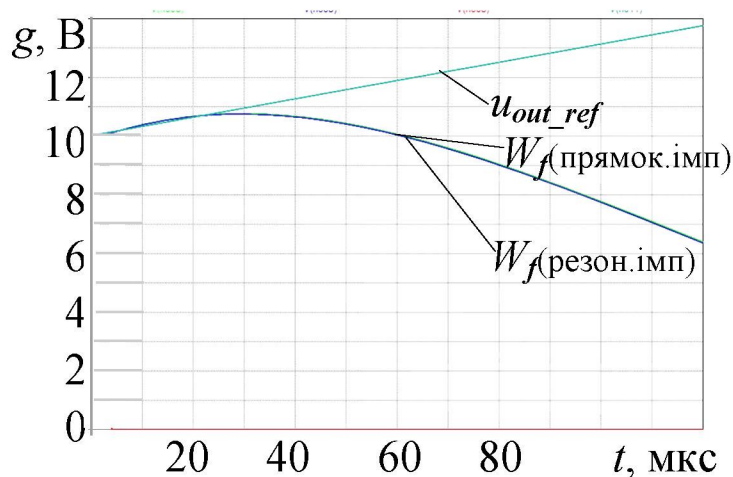


Рисунок 3.7 – Імпульсні функції вихідного фільтра ПЧ при вхідних імпульсах прямокутної та близької до синусоїдної форми та ненульових початкових умовах

Для більших кутів, наприклад для $u_{out} = \frac{U_{out_max}}{10} = \frac{U_s k_u}{2 \cdot 10}$ ділянка імпульсної функції, яка формує вихідну напругу (рис. 3.7), практично співпадає з формою бажаної синусоїдної напруги, що забезпечує малий коефіцієнт гармонік. Тобто для зменшення коефіцієнту гармонік необхідно наближувати форму імпульсної функції до форми бажаної синусоїдної напруги.

Висновки за розділом 3

1. Сформульовано основні задачі, які повинна вирішувати система керування перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням та запропоновано її принципову схему.

2. Аналітично проаналізовано вплив на вихідну напругу керуючої послідовності імпульсів, сформованої відповідно до закону часо-імпульсного керування з урахуванням нелінійності ключових елементів схеми перетворювача, що підтвердило адекватність закону керування при формуванні синусоїдної форми напруги на навантаженні.

3. Виходячи із сформульованих задач керування, на основі розробленого закону часо-імпульсного керування розроблено алгоритм керування основними і додатковими ключами резонансного інвертора, що дозволяє формувати бажану вихідну синусоїдну напругу з низьким коефіцієнтом гармонік.

4. Розроблено нову адаптивну систему формування вихідної синусоїдної напруги дволанкового статичного перетворювача частоти, яка реалізує часо-імпульсне регулювання за розробленим законом керування. При виході робочої точки за межі робочого діапазону зовнішньої характеристики перетворювача праворуч використовується скоректоване значення відносної напруги, що дозволяє компенсувати провал напруги за рахунок збільшення кількості імпульсів за проміжок часу, коли амплітуда струму навантаження перевищує амплітуду резонансного струму. При виході робочої точки за межі робочого діапазону ліворуч здійснюється дискретна зміна власної частоти резонансного контуру за рахунок відключення додаткового резонансного конденсатора.

5. Проаналізовано динамічні характеристики вихідного фільтра перетворювача частоти на основі резонансного інвертора. Аналіз імпульсних характеристик вихідного фільтра перетворювача частоти з обчисленими в п. 2.3 параметрами накопичуючих елементів показав, що ділянки імпульсної характеристики майже збігаються з бажаною кривою вихідної напруги, що підтверджує адекватність отриманих в п. 2.3 аналітичних залежностей та їх можливе використання під час проектування перетворювачів частоти.

РОЗДІЛ 4. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА З ЧАСО-ІМПУЛЬСНИМ КЕРУВАННЯМ ТА ЙОГО ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Для перевірки отриманих теоретичних результатів доцільно провести імітаційне моделювання перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням та побудувати й провести випробування його експериментального зразка.

4.1 Імітаційне моделювання перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням в середовищі *Matlab*

Для побудови імітаційної моделі обрано параметри елементів схеми, розрахованих на амплітудне значення вихідної напруги $U_{out_m} = U_s / 4 = 25 \text{ В}$, частота вихідної напруги становить $f_{out} = 400 \text{ Гц}$. Таким чином, параметри схеми наступні: ємність резонансних конденсаторів $C_{r1} = 5 \text{ нФ}$ та $C_{r2} = 5 \text{ нФ}$, індуктивність резонансного дроселя $L_r = 12 \text{ мкГн}$, індуктивність дроселя фільтра $L_f = 0,33 \text{ мГн}$, ємність конденсатора вихідного фільтра $C_f = 1,8 \text{ мкФ}$. Імітаційну модель силових частини резонансного інвертора, що входить до складу перетворювача частоти, наведено на рис. 4.1. Для зменшення часу моделювання прийнято припущення, що на вхід інвертора надходить напруга із виходу коректора коефіцієнта потужності, отже, вхідна напруга є стабільною і не змінюється з часом. Не зважаючи на це, система керування перетворювачем опитує датчик вхідної напруги на кожному кроці (вхід U_s блоку системи керування) для визначення моменту наступного керуючого імпульсу, що дозволяє промоделювати роботу системи керування при раптовій зміні цього значення. На рис. 4.1 показано півмостовий інвертор з ключами $VT1$, $VT2$,

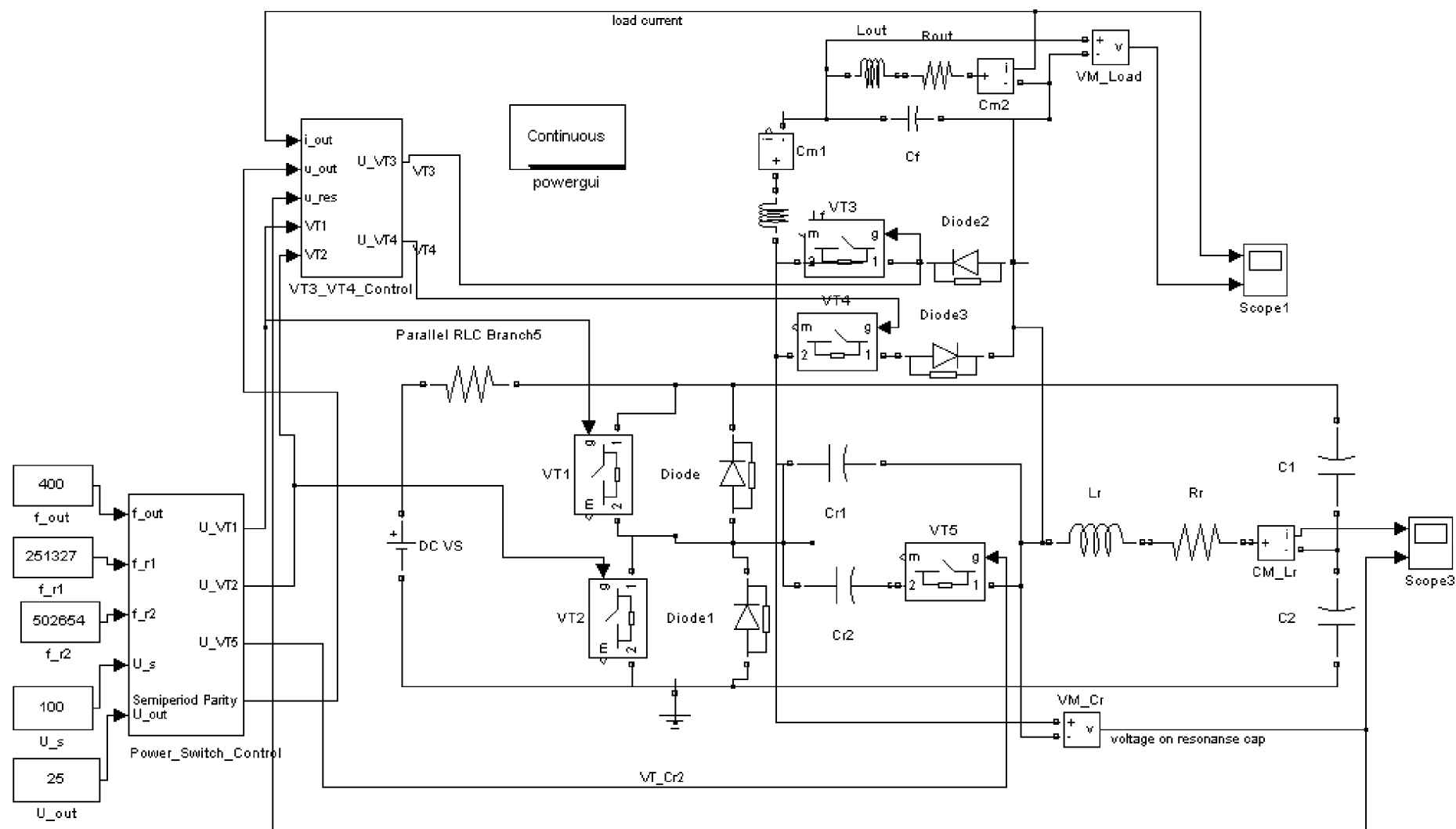


Рисунок 4.1 – Імітаційна модель силової частини резонансного інвертора, що входить до складу перетворювача частоти

кожен з яких має зустрічно-паралельний діод $Diode$ та $Diode1$ відповідно, конденсатори напівмоста $C1$, $C2$, послідовний резонансний контур з елементами L_r , R_r , C_{r1} , C_{r2} та з ключем $VT5$, що відмикає конденсатор резонансного контуру C_{r2} у разі потреби збільшити власну частоту резонансного контуру, додаткові ключі $VT3$ та $VT4$, що комутують струм через діоди $Diode2$, $Diode3$ відповідно, індуктивність і ємність вихідного фільтра L_f та C_f , активно-індуктивне навантаження R_{load} та L_{load} .

Керування силовими ключами інвертора та ключами для зміни власної частоти резонансного контуру здійснюється за допомогою підсистеми *Power_Switch_Control*, наведеної на рис. 4.2. Для керування силовими ключами інвертора $VT1$ - $VT2$, додатковим ключем $VT5$, що комутує додатковий конденсатор резонансного контуру C_{r2} , блок *Power_Switch_Control* має однойменні виходи. Крім того, цей блок має вихід *Semiperiod_Parity*, на якому формується логічний нуль, якщо напівперіод вихідної синусоїдної напруги непарний, та логічна одиниця, якщо парний. Для розрахунку керуючих послідовностей для всіх виходів на вхід блоку *Power_Switch_Control* подаються наступні параметри: f_{out} – вихідна частота, Гц; f_{r1} – частота резонансного контуру, Гц; f_{r2} – частота резонансного контуру без конденсатора C_{r2} , Гц; U_s – постійна напруга на вході, В; U_{out} – амплітуда вихідної синусоїдної напруги, В.

Підсистема *Pulse_Sequence* (рис. 4.3) формує керуючий імпульс для одного з силових ключів інвертора в поточний момент часу, який спрямовується на вихід *Pulse at t_i+1* . Також виходами блока є вихід *Semiperiod_Parity*, на якому формується логічний нуль, якщо півперіод вихідної синусоїдної напруги непарний та логічна одиниця, якщо парний, і виходи U_{VT5} , на яких формується логічна одиниця для керування додатковим ключем, що комутує конденсатор резонансного контуру C_{r2} . Входи блоку *Pulse_Sequence* співпадають із входами блоку *Power_Switch_Control*.

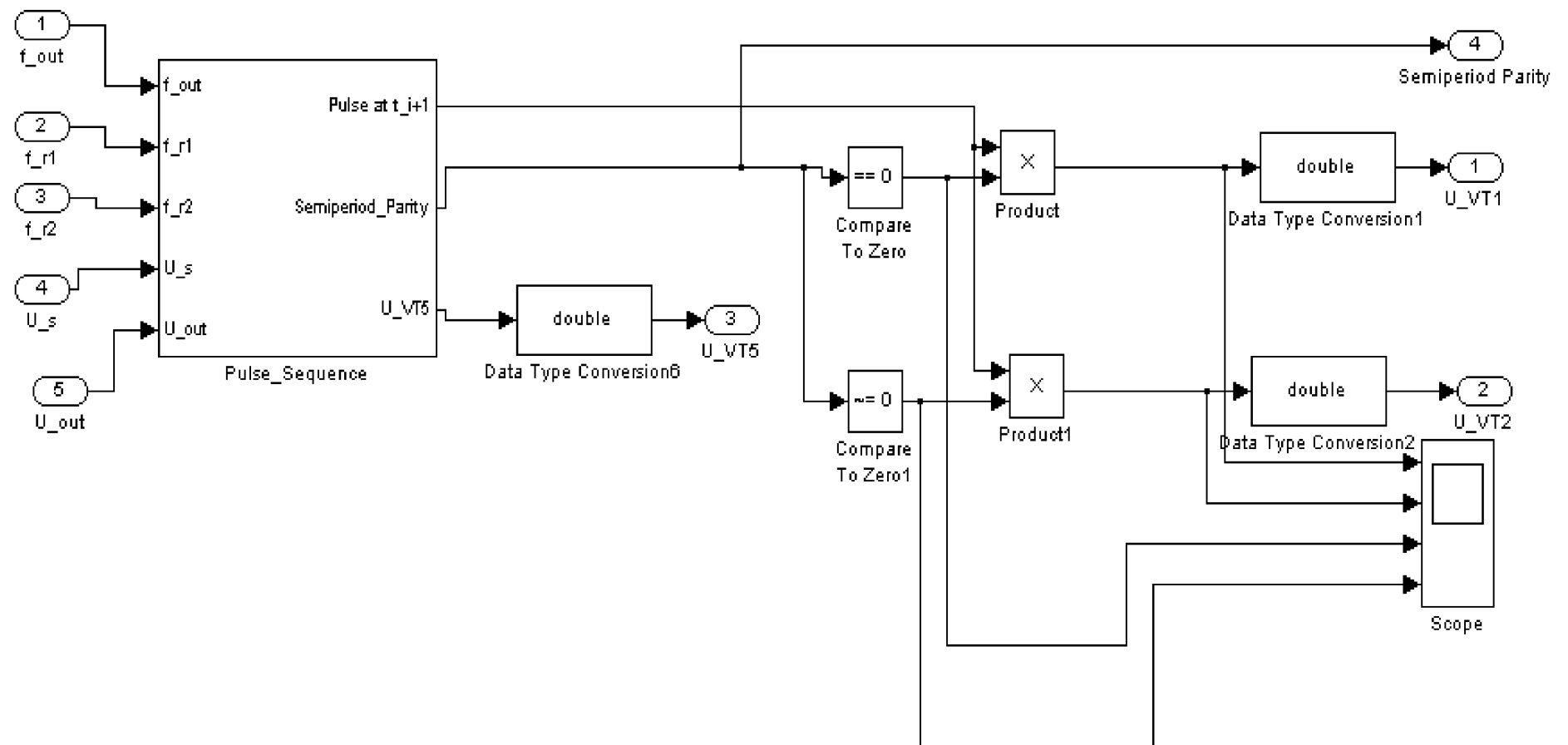


Рисунок 4.2 – Підсистема *Power_Switch_Control*, що здійснює керування силовими ключами інвертора

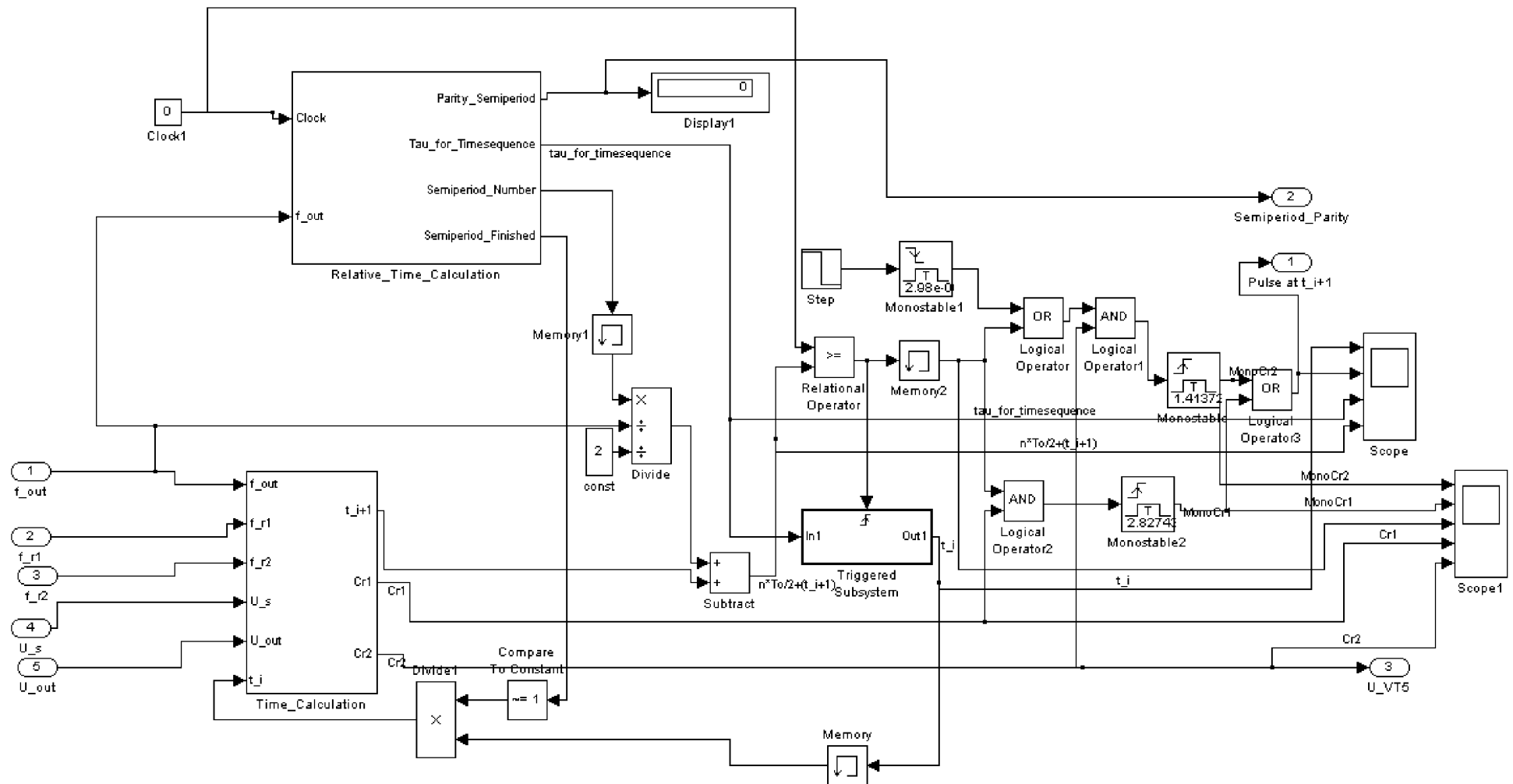
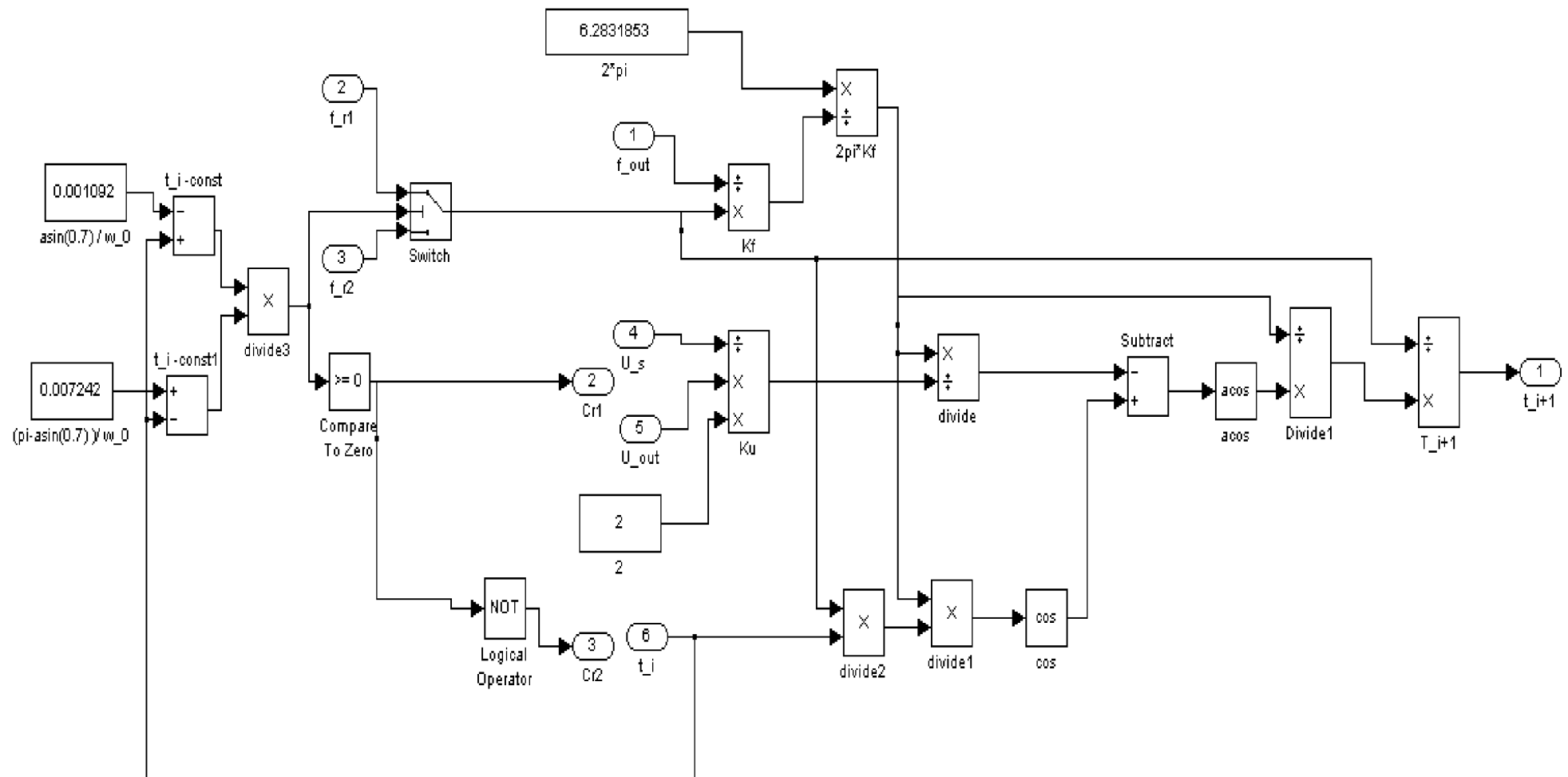


Рисунок 4.3 – Підсистема *Pulse_Sequence*, що формує керуючий імпульс для одного з силових ключів інвертора в поточний момент часу

Блок *Pulse_Sequence* (рис. 4.3) має дві підсистеми: блок для обчислення часової послідовності комутаційних імпульсів для керування силовими ключами інвертора *Time_Calculation* (рис. 4.4) та блок обчислення відносного часу від початку поточного півперіоду вихідної напруги *Relative_Time_Calculation* (рис. 4.5). Блок *Pulse_Sequence* має такі виходи: t_{i+1} – час наступного імпульсу; C_{r1} та C_{r2} – виходи для керування додатковим ключем *VT5*. Входи блока *Pulse_Sequence* співпадають із входами блоку *Power_Switch_Control*. Також присутній вхід t_i , на який подається розраховане в попередньому обчислювальному циклі значення часу поточного імпульсу.

Блок *Relative_Time_Calculation* (рис. 4.5) має такі виходи: *Parity_Semiperiod* – на якому формується логічний нуль, якщо півперіод вихідної синусоїдної напруги непарний та логічна одиниця, якщо парний; *Tau_for_Timesequenece* – відносний час, який відраховується від початку поточного напівперіоду, с; *Semiperiod_Number* – номер напівперіоду вихідної синусоїдної напруги, починаючи від початку моделювання, с; *Semiperiod_Finished* – признак завершення поточного півперіоду вихідної напруги, який приймає значення логічної одиниці, коли поточний час моделювання співпадає з часом закінчення поточного напівперіоду. Блок *Relative_Time_Calculation* має такі входи: f_{out} – вихідна частота, яка подається на вхід блоку *Power_Switch_Control*; *Clock* – поточний час моделювання.

Блок керування додатковими ключами *VT3* та *VT4*, комутація яких необхідна частіше, ніж один раз за півперіод вихідної синусоїдної напруги у випадку індуктивно-активного навантаження, називається *VT3_VT4_Control* та приведений на рис. 4.6. Входами даного блоку є: i_{out} – поточне значення вихідного струму, А; u_{out} – поточне значення вихідної напруги, В; U_{res} – амплітуда резонансного струму, А; U_{VT1} – напруга, що комутує ключ *VT1*, В; U_{VT2} – напруга, що комутує ключ *VT2*, В.



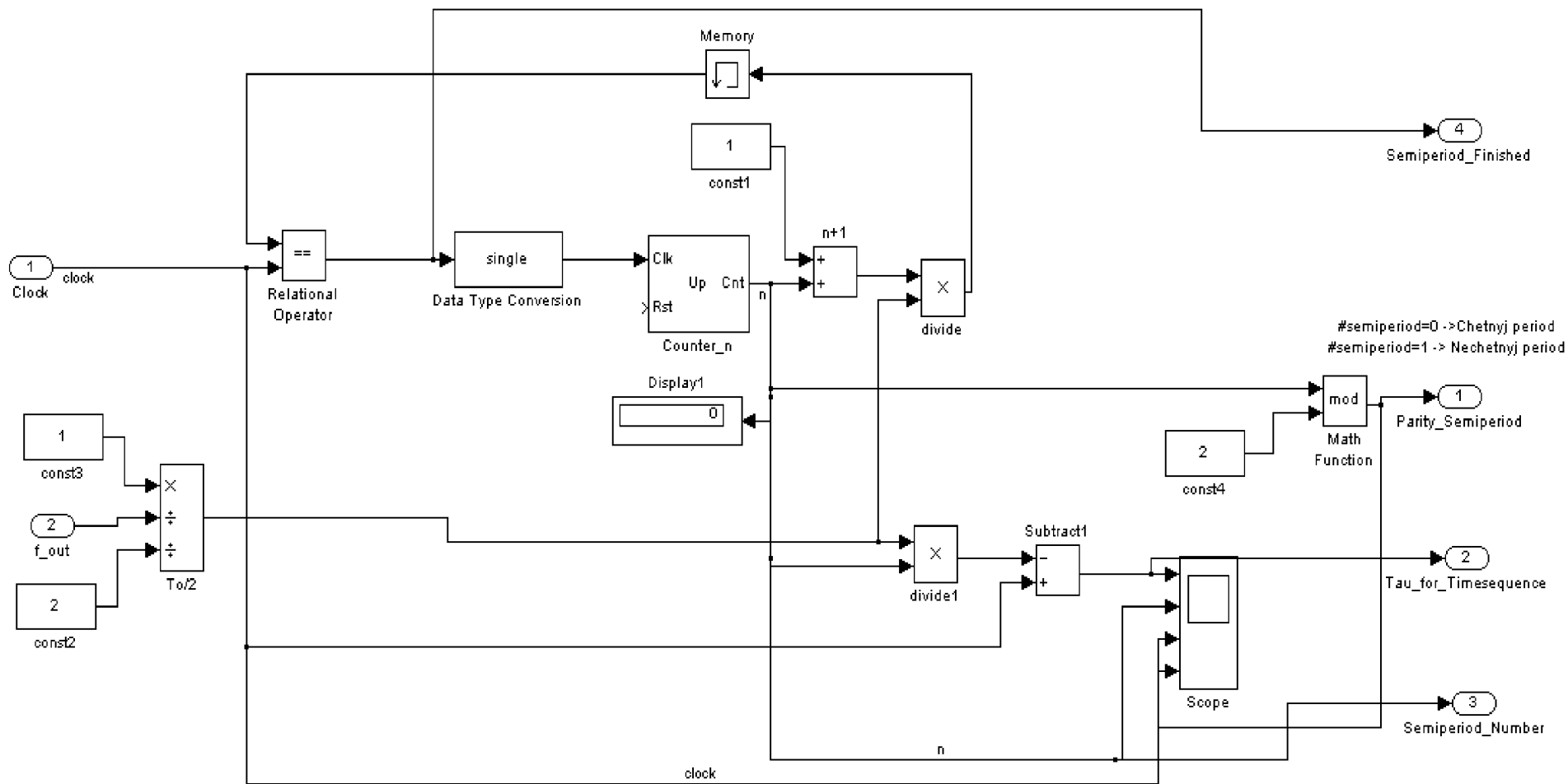


Рисунок 4.5 – Блок обчислення відносного часу від початку поточного півперіоду вихідної напруги

Relative_Time_Calculation

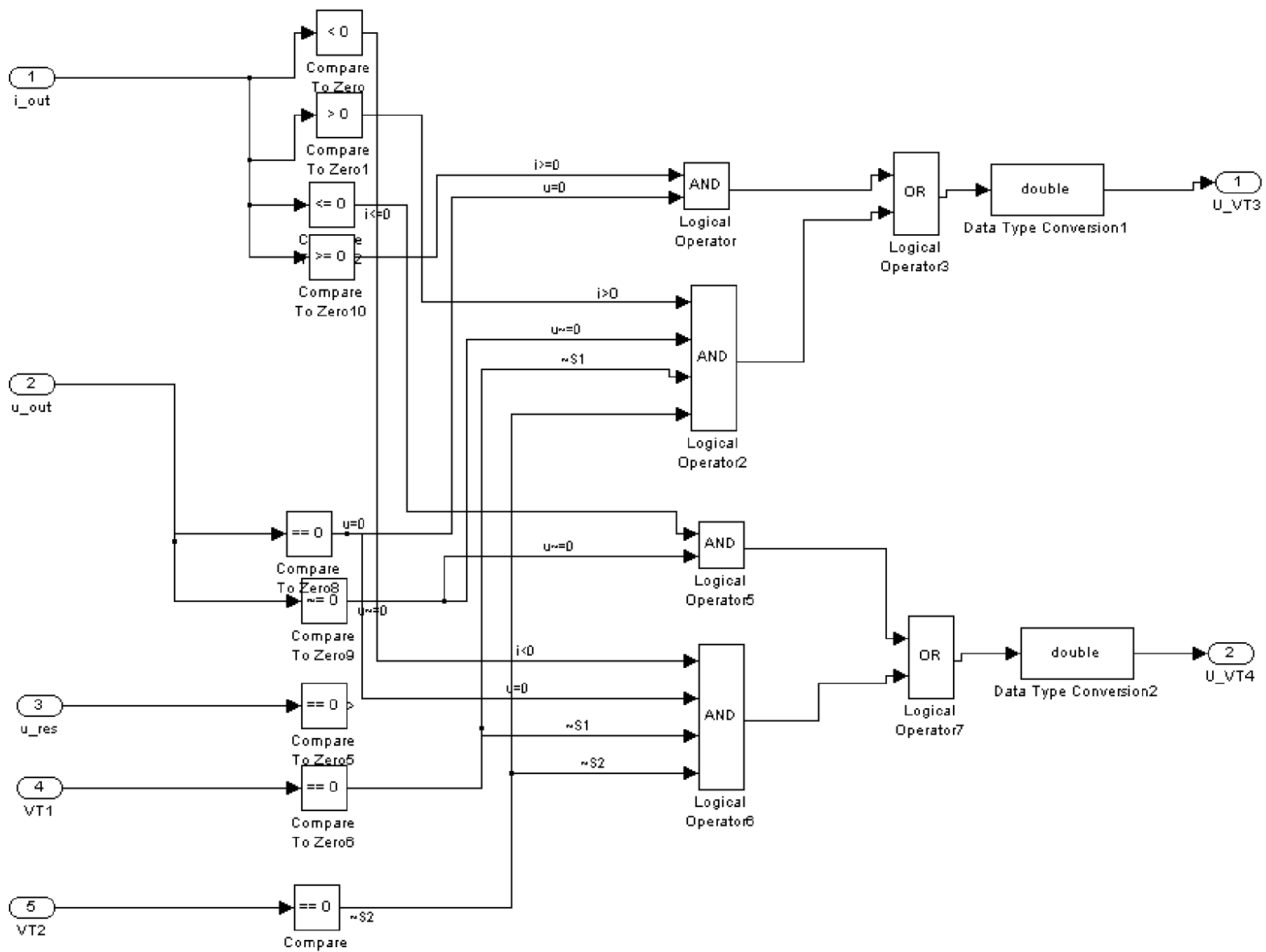


Рисунок 4.6 – Блок керування додатковими ключами інвертора

Далі наведено результати імітаційного моделювання перетворювача частоти при його роботі на активне та активно-індуктивне навантаження. На рис. 4.7 – 4.8 наведено епюри імпульсів струму через індуктивність резонансного контуру, імпульсів напруги на ємності резонансного контуру, вихідної напруги, керуючі сигнали на основних ключах інвертора $VT1$, $VT2$, і додаткових ключах $VT3$, $VT4$ при роботі перетворювача на активне (рис. 4.7) та активно-індуктивне (рис. 4.8) навантаження. У масштабованому вигляді ті ж самі часові характеристики наведено на рис. 4.9.

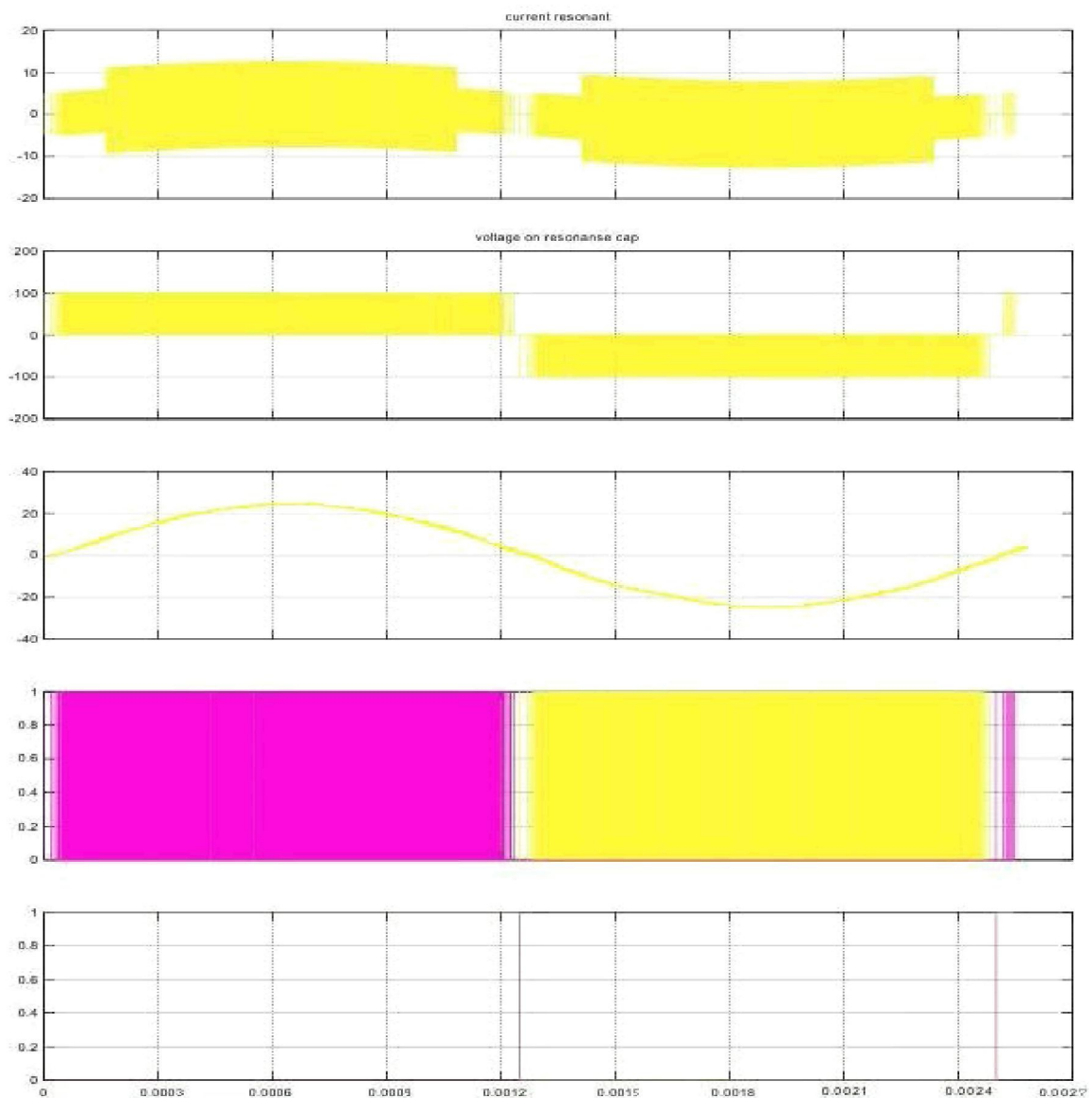


Рисунок 4.7 – Результати імітаційного моделювання перетворювача частоти на основі резонансного інвертора при його роботі на активне навантаження

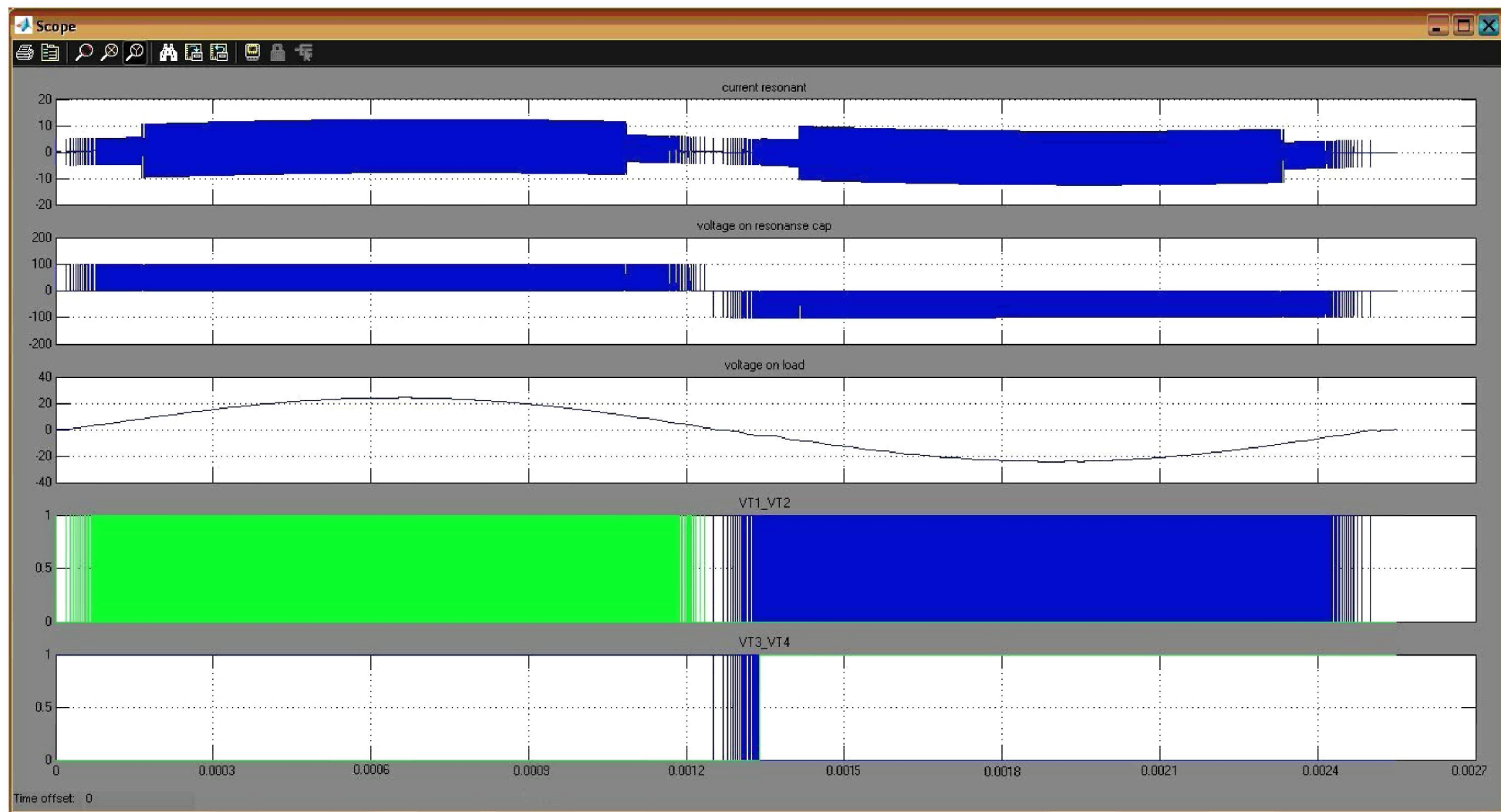


Рисунок 4.8 – Результати імітаційного моделювання перетворювача частоти на основі резонансного інвертора при його роботі на активно-індуктивне навантаження

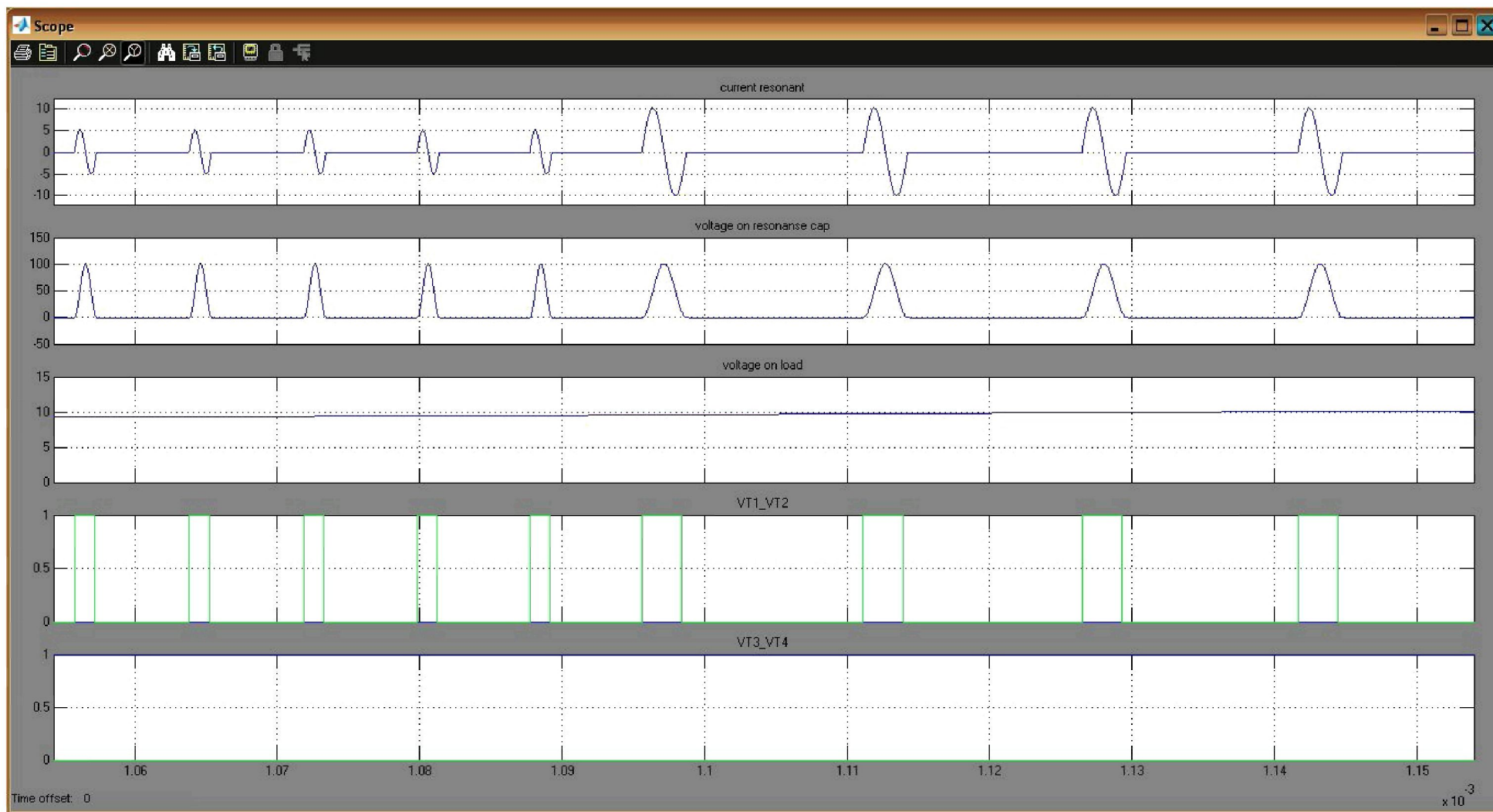
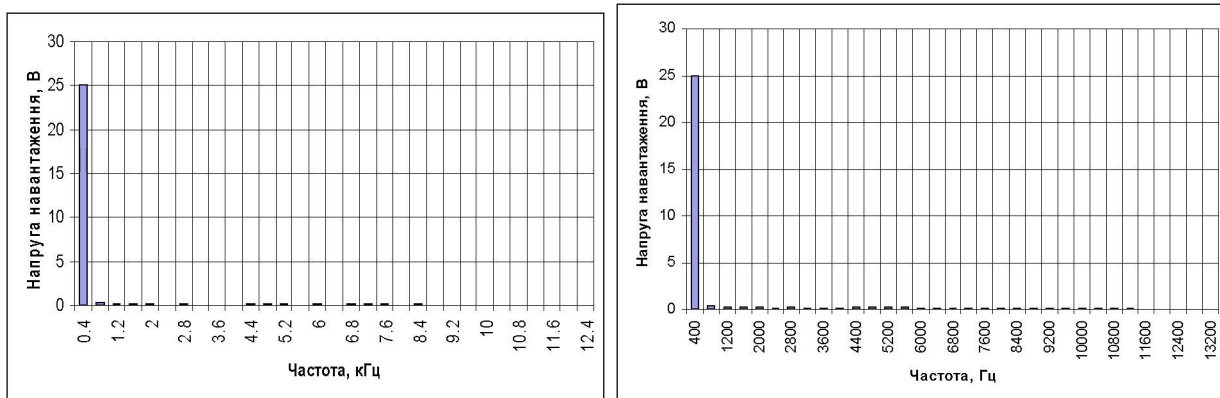


Рисунок 4.9 – Результати імітаційного моделювання перетворювача частоти на основі резонансного інвертора при його роботі на активно-індуктивне навантаження

Аналіз результатів моделювання дозволяє відмітити такі особливості:

- амплітуда імпульсів струму через резонансний дросель менша при використанні меншої ємності резонансного контуру;
- тривалість імпульсів резонансного струму та високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі менша при відмиканні додаткового резонансного конденсатора C_{r2} від резонансного контуру;
- амплітуда імпульсів напруги при використанні лише одного резонансного конденсатора така ж сама, як і при використанні двох резонансних конденсаторів із сумарною ємністю $C_r = C_{r1} + C_{r2}$;
- позитивна півхвиля вихідної напруги формується за рахунок керуючої послідовності для силового ключа інвертора $VT1$, при цьому додатковий ключ $VT3$ завжди відкритий, коли полярності вихідної напруги і струму співпадають. При негативній півхвилі вихідної напруги основним робочим силовим ключем інвертора є $VT2$, ключ $VT4$ відкритий, коли полярність струму та напруги навантаження співпадають, а ключ $VT3$ комутується відповідно до таблиці 3.1. Так, для передачі енергії в навантаження в цьому випадку додатковий ключ закривається в інтервалі часу, коли силові ключі інвертора відкриті. Тому на рис. 4.8 можна спостерігати керуючу послідовність для додаткового ключа $VT3$ при переході вихідних напруги та струму від позитивної до негативної півхвилі, яка передбачає більш часту комутацію додаткового ключа, ніж при активному навантаженні, коли комутація відбувається один раз за півперіод при переході вихідної напруги через нуль (рис. 4.7).

Вихідні напруга і струм у випадках активного та активно-індуктивного навантаження мають синусоїдну форму. Коефіцієнт гармонік вихідної напруги при активному навантаженні становить 2,5 %, а при активно-індуктивному навантаженні – 3,43 %. І хоча цей показник для активно-індуктивного навантаження більший, ніж для активного, зате коефіцієнт гармонік вихідного струму при активно-індуктивному навантаженні наближається до нуля. Спектри вихідної напруги при активному (а) та індуктивному (б) навантаженні приведено на рис. 4.10.



а

б

Рисунок 4.10 – Спектри вихідної напруги при активному (а) та індуктивному (б) навантаженні

Спектр високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі приведено на рис. 4.11, при чому коефіцієнт гармонік імпульсів напруги на резонансному конденсаторі становить 2,01 %.

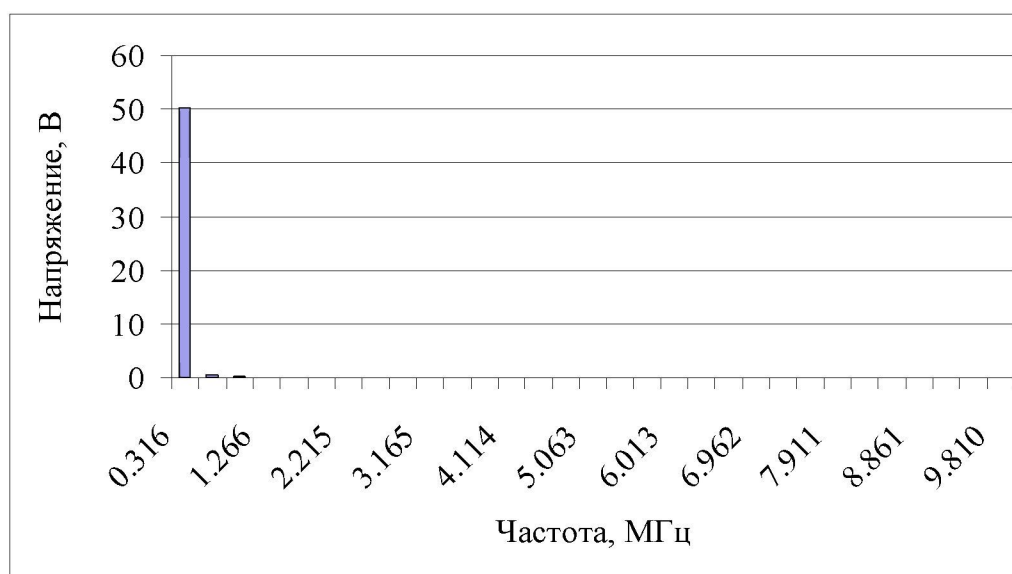


Рисунок 4.11 – Спектр імпульсів напруги на резонансному конденсаторі ($THD = 2,01\%$)

Спектр високочастотних імпульсів струму через резонансний дросель приведено на рис. 4.12. Коефіцієнт гармонік імпульсів струму в резонансному контурі становить 1,07 %.

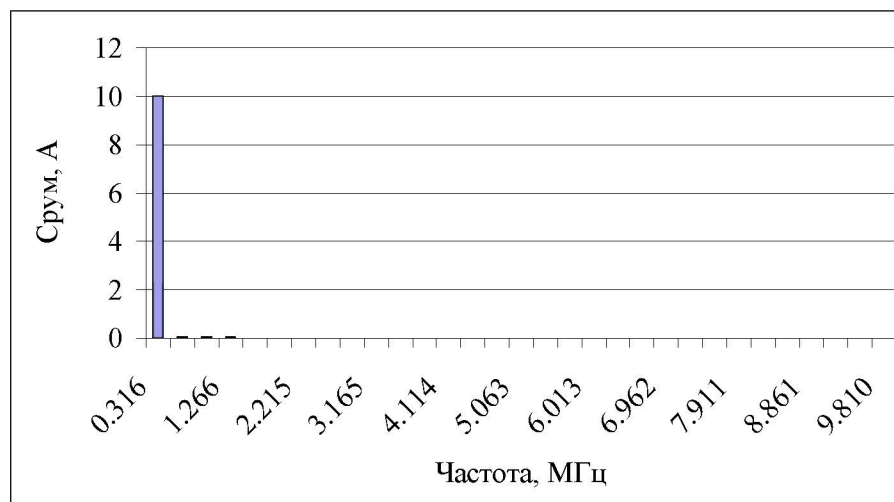


Рисунок 4.12 – Спектр імпульсів резонансного струму ($THD = 1,07\%$)

Таким чином, для захисту прецизійної апаратури, що розташовані в одній енергетичній мережі із перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням, від електромагнітних завад, генерованих перетворювачем, достатньо використовувати режекторні вузькополосні послідовні LC -фільтри, розраховані на власну частоту резонансного контуру перетворювача. Отже, використання явища резонансу у поєднанні із імпульсною модуляцією дозволяє значно спростити захист оточуючих пристроїв від високочастотних польових завад у порівнянні із імпульсними перетворювачами із жорсткою комутацією.

Для перевірки запропонованої концепції покращення гармонічного складу вихідної напруги шляхом зміни власної частоти резонансного контуру завдяки підключенню додаткового резонансного конденсатора в залежності від рівнів вихідних напруги чи струму, проведено імітаційне моделювання роботи перетворювача, який формує знижену напругу на виході з амплітудою $U_{out_m} = U_s / 4 = 12,5 \text{ В}$, результати якого наведено на рис. 4.13 - 4.16 при роботі перетворювача на активне навантаження. При чому на рис. 4.13 зображено напругу на навантаженні у випадку, коли система керування не враховує вихід за межі робочого діапазону зовнішньої характеристики в області малих струмів та

не змінює структуру резонансного контуру перетворювача, тобто не відмикає від кола додатковий резонансний конденсатор C_{r2} . Це призводить до того, що в контурі вихідного фільтра накопичується енергія, яка не розсіюється на навантаження, виникає переривчастий струм через індуктивність фільтра, що призводить до погіршення гармонічного складу вихідної напруги. Таким чином, на рис. 4.13 зображено вихідну напругу перетворювача, а на рис. 4.14 – спектр гармонік, присутніх у напрузі на навантаженні.

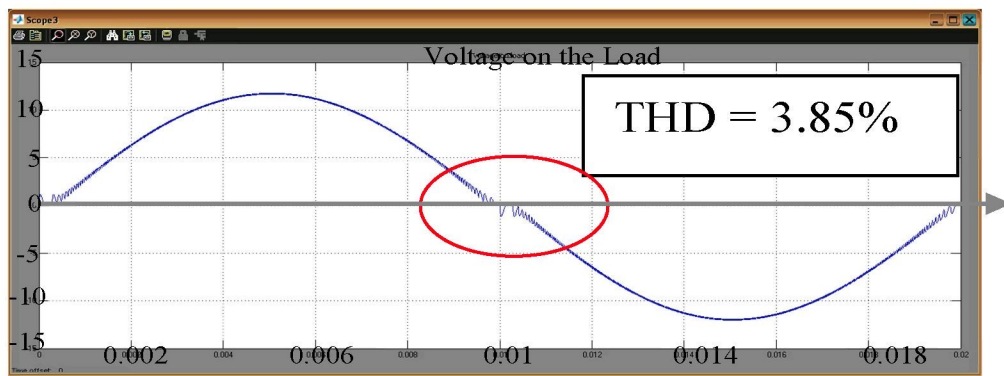


Рисунок 4. 13 – Вихідна напруга перетворювача при незмінній власній частоті резонансного контуру під час формування бажаної вихідної напруги, нижчої за розрахункову (без урахування потрапляння перетворювача в область малих струмів)

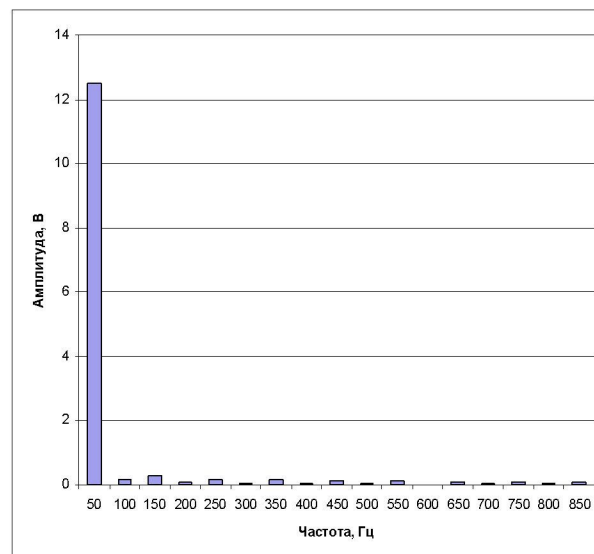


Рисунок 4.14 – Спектр вихідної напруги перетворювача при незмінній власній частоті резонансного контуру

З метою покращення гармонічного складу вихідної напруги при оперуванні перетворювача в умовах низького вихідного струму адаптивний алгоритм керування ПЧ здійснює відмикання додаткового конденсатора C_{r2} від резонансного контуру, що дозволяє підвищити власну частоту резонансного контуру перетворювача. Тим самим при малій швидкості наростання вихідної напруги ємність вихідного фільтра заряджається до рівня напруги, яка не перевищує бажану, тобто умова (2.42) не порушується. Таким чином, примусово зменшуючи період резонансних коливань шляхом відмикання додаткової резонансної ємності, ми не порушуємо умови неперервності струму через індуктивність фільтра, такої що величина індуктивності фільтра є достатньою для неперервного живлення навантаження: $L_f \geq L_{f_min}$. Отже, погіршення THD вихідної напруги не відбувається та відпадає потреба збільшення мінімально допустимого значення індуктивності фільтра для забезпечення неперервності його струму. Таким чином, на рис. 4.15 приведено результат моделювання перетворювача, що формує вихідну напругу, вдвічі нижчу за розрахункову, змінюючи власну частоту резонансного контуру шляхом відмикання додаткового конденсатора C_{r2} від резонансного контуру, а на рис. 4.16 – спектр гармонік вихідної напруги. Розрахунок керуючих послідовностей для силових транзисторів перетворювача проводиться за алгоритмом, наведеним на рис. 3.3.

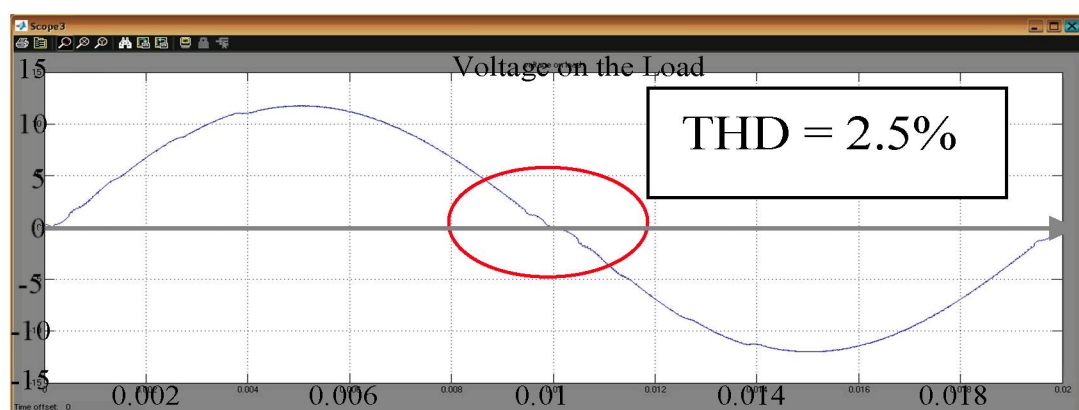


Рисунок 4.15 – Еюра вихідної напруги перетворювача при зміні власної частоти резонансного контуру під час формування бажаної вихідної напруги, нижчої за розрахункову при реалізації адаптивного алгоритму керування

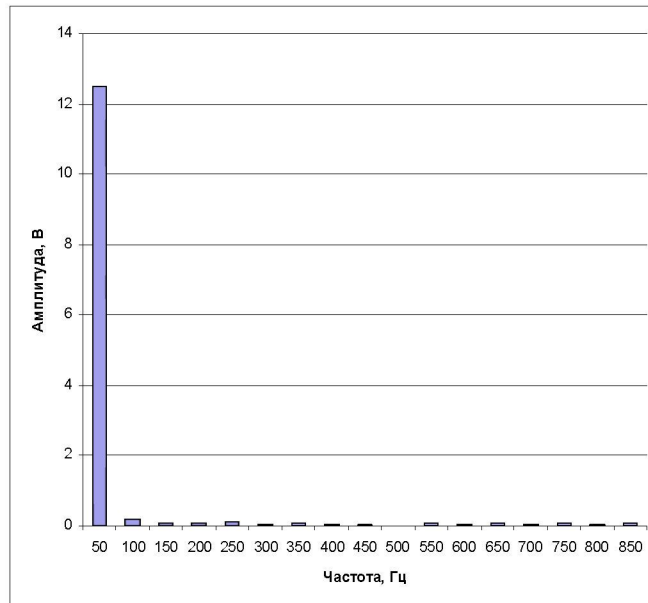


Рисунок 4.16 – Спектр вихідної напруги перетворювача при змінній власній частоті резонансного контуру

Як видно, використання додаткового резонансного конденсатора при запропонованому способі управління силовими ключами, дозволяє знизити коефіцієнт гармонік вихідної напруги на 1,35%. Отримані результати моделювання повністю відповідають теоретичним результатам, наведеним в пп. 2–3.

4.2 Експериментальний зразок перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням

Для перевірки запропонованих в пп. 2 - 3 теоретичних засад побудовано експериментальний зразок перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням та проведено його випробування.

На вхід перетворювача подається мережева напруга 220 В з частотою 50 Гц, яка надходить до блока живлення, що представляє собою обернено ходовий перетворювач та формує постійну напругу +15 В для живлення мікросхем дискретної логіки та операційного підсилювача. Для компенсації

коливань напруги мережі живлення в експериментальному зразку присутній коректор коефіцієнта потужності (рис. 4.17), який генерує стабільну постійну напругу на шині та дозволяє забезпечити електромагнітну сумісність пристрою із мережею живлення.

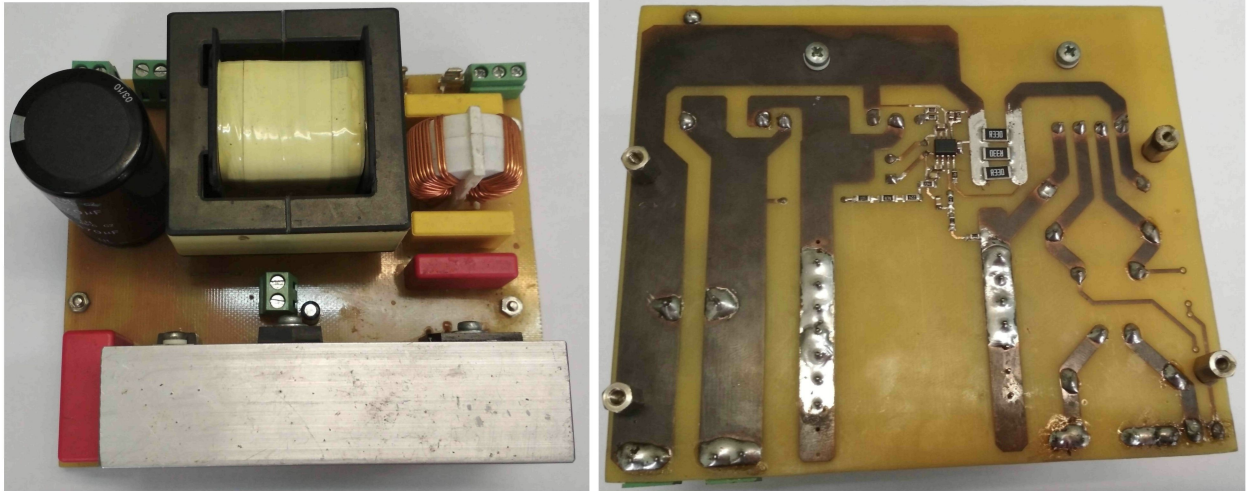


Рисунок 4.17 – Коректор коефіцієнта потужності

Таким чином, на вхід резонансного інвертора приходить постійна напруга 400 В із вихода фазокоректора ККП. В якості силових ключів інвертора $VT1-VT6$ обрано *IGBT*-транзистори *FGH40N60SMD*. На рис. 4. 18 та 4. 19 приведено транзисторний та конденсаторний модулі інвертора.

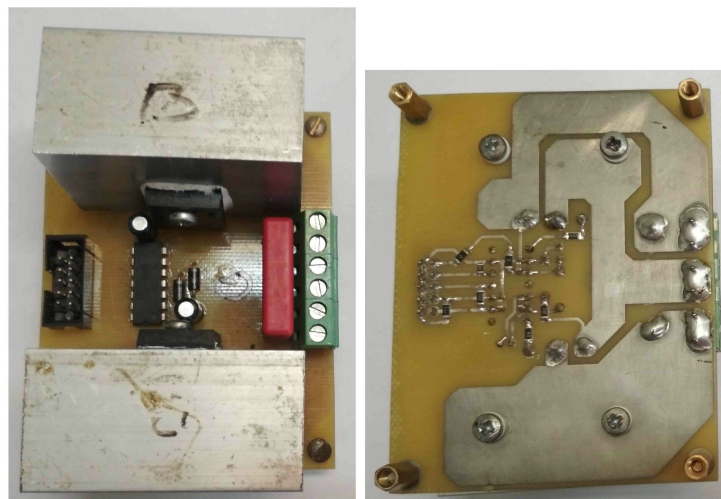


Рисунок 4.18 – Ключовий модуль інвертора

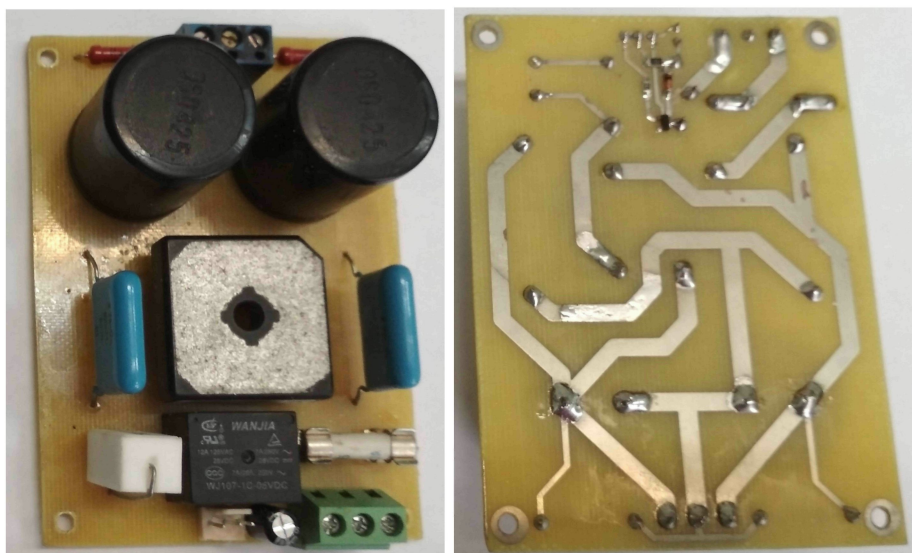


Рисунок 4.19 – Конденсаторний модуль півмостового інвертора

В якості елементів резонансного контуру виклоистовувались резонансний дросель з індуктивністю $1,71 \text{ мкГн}$, три послідовно з'єднаних конденсатора ємністю 100 нФ (результуюча ємність 133 нФ), резонансний конденсатор ємністю 100 нФ , що представляє собою додатковий резонансний конденсатор, який використовується для зміни власної частоти резонансного контура.



Рисунок 4.20 – Елементи резонансного контуру

Цифрова адаптивна система керування в реальному часі формує бажану синусоїдну напругу на виході перетворювача частоти. Функції керування, а саме формування керуючої послідовності імпульсів для забезпечення вихідної синусоїдної напруги перетворювача частоти, виконує мікроконтролер

STM32F103. Мікроконтролерний модуль системи керування приведено на рис. 4.21

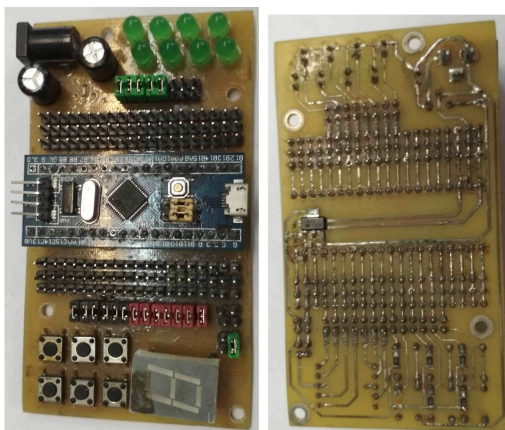


Рисунок 4.21. – Мікроконтролерний модуль системи керування на базі мікроконтролера *STM32F103*

Функцію датчика вихідного струму перетворювача виконує трансформатор струму *CT2* разом із прицевзійним випрямлячем *LM358*, сигнал із якого приходить на вхід АЦП мікроконтролера *ADC0*. Струмівий захист транзисторів *VT1* та *VT2* здійснюється завдяки трансформатору струму *CT1* за рахунок тригера та елементів АБО-НІ, що входять до складу мікросхеми *74HC17*.



Рисунок 4.22 – Випробування експериментального зразку перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням

Осцилограми вихідних струму та напруги (а), високочастотних імпульсів напруги та сформованої вихідної синусоїдної напруги (б) імпульсів резонансних струму та напруги при позитивній (в) та негативній (г) півхвилях вихідної напруги представлено на рис. 4.23. Для отримання осцилограм в якості датчика струму використовувався трансформатор струму AS-100 1:50 із навантажувальним резистором 25 Ом, а для масштабування напруги використовувався подільник напруги із коефіцієнтом масштабування 1:60.

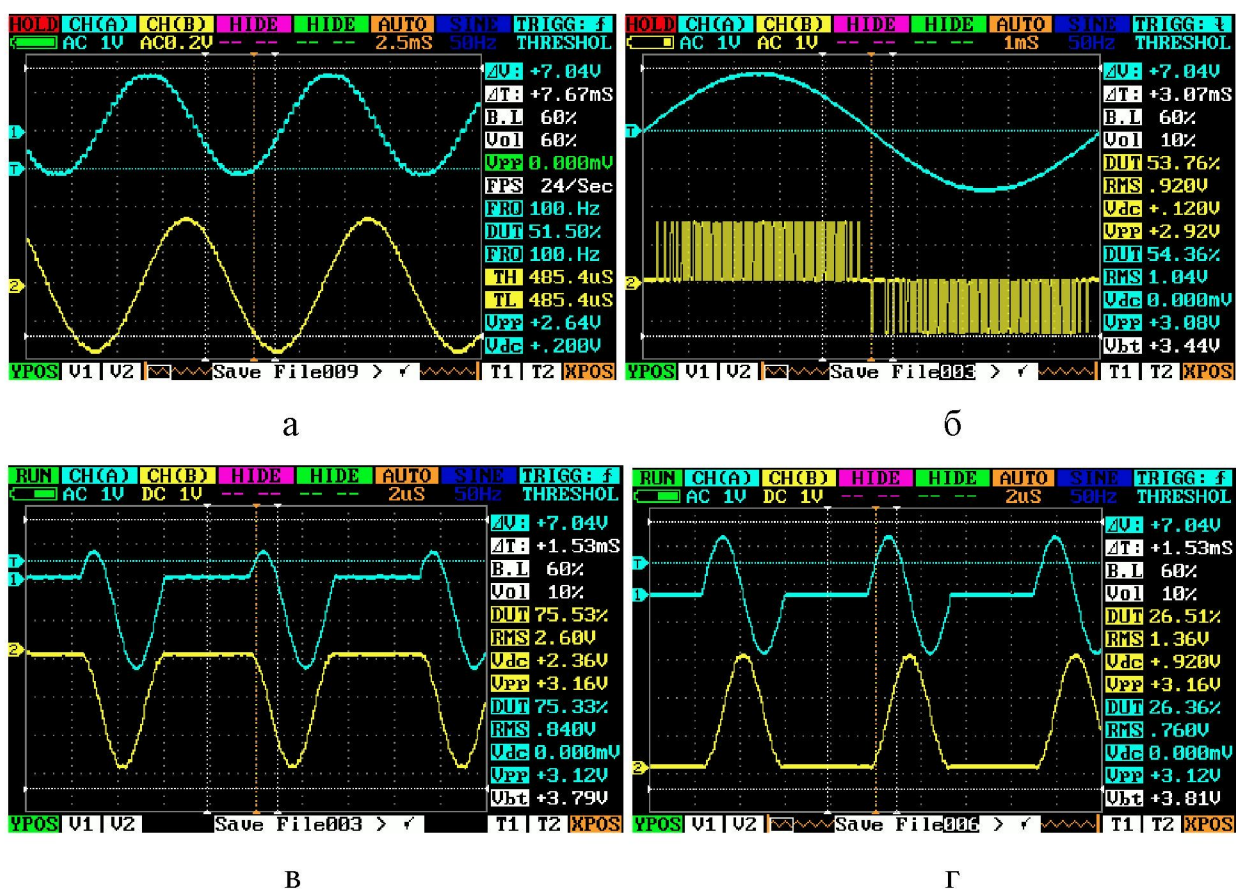


Рисунок 4.23 – Осцилограми вихідних струму та напруги (а), високочастотних імпульсів напруги та сформованої вихідної синусоїдної напруги (б) імпульсів резонансних струму, напруги при позитивній (в) та негативній (г) півхвилях вихідної напруги ПЧ ($L_r = 1,71$ мкГн; $C_{r1} = 33$ нФ; $C_{r2} = 100$ нФ; $U_s / 2 = 200$ В; $L_f = 0,16$ мГн; $C_f = 10$ мкФ; $R_{out} = 1,4$ Ом; $L_{out} = 6,8$ мГн)

На рис. 4.24 зображено сімейство зовнішніх характеристик перетворювача частоти, отриманих в результаті розрахунків відповідно до математичної моделі

(1), та отриманих в результаті випробувань експериментального зразка (2). Результати, отримані під час експериментальних випробувань ПЧ, показують хорошу збіжність з теоретичними. Завдяки роботі адаптивної системи керування подовжено робочий (жорсткий) діапазон зовнішньої характеристики, про що свідчать експериментально отримані точки зовнішньої характеристики.

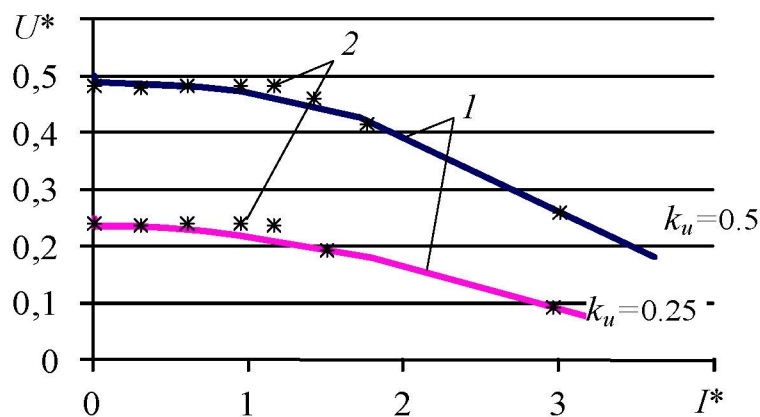


Рисунок 4.24 – Сімейство зовнішніх характеристик перетворювача частоти, отриманих в результаті розрахунків відповідно до математичної моделі та в результаті експериментальних випробувань перетворювача

Таким чином, перетворювач частоти формує вихідну низькочастотну напругу із амплітудою $U_{out_m} = 90$ В та частотою 100 Гц. Амплітуда вихідного струму $I_{out_m} = 20$ А. Експериментальні випробування перетворювача частоти із адаптивною системою керування показали адекватність його роботи та продемонстрували розширення робочого діапазону зовнішньої характеристики на 10%.

4.3 Напрямок подальших досліджень

Завдяки запропонованому керуванню перетворювачем частоти на основі резонансного інвертора вдалося досягти позитивних результатів у підвищенні ефективності перетворювача та забезпеченні його електромагнітної сумісності із

оточуючими пристроями та мережею живлення. Жорсткість зовнішньої характеристики перетворювача та запропоноване в даній роботі адаптивне керування дозволяють утримувати бажану вихідну синусоїдну напругу при зміні навантаження в широкому діапазоні.

Розроблений закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором дозволяє забезпечити глибоке регулювання вихідної напруги перетворювача з мінімальними комутаційними втратами і жорсткою зовнішньою характеристикою в її робочому діапазоні. Крім того, формат розробленого закону керування дозволяє в реальному часі змінювати як частоту, так і амплітуду вихідної напруги, задаючи їх бажані величини, які після встановлення впливають лише на відносну частоту перетворювача $k_f = f_{out}/f_r$ та відносну напругу $k_u = (2U_{out})/U_s$, що фігурують в законі керування, та не впливають на характер закону. При зміні коефіцієнтів вже на наступному кроці алгоритму роботи перетворювача відбудуться зміни вихідної напруги. Це перевірено за допомогою експериментального зразка перетворювача, для якого програмно задано по закінченню повного періоду вихідної синусоїдної напруги здійснювати зміну її частоти в наступній послідовності: 20 Гц, 30 Гц, 40 Гц, 50 Гц, 60 Гц, 100 Гц. На рисунку 4.25 представлено осцилограму напруги на навантаженні перетворювача при миттєвій зміні вихідної частоти ПЧ в заданій послідовності при активному навантаженні.

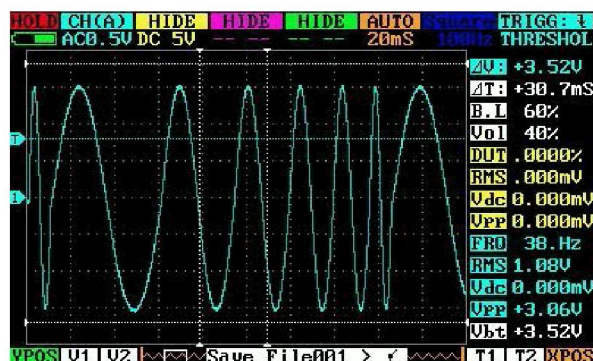


Рисунок 4.25 – Осцилограма напруги на навантаженні при миттєвій зміні вихідної частоти ПЧ в послідовності: 20 Гц, 30 Гц, 40 Гц, 50 Гц, 60 Гц, 100 Гц при активному навантаженні

В даному перетворювачі частоти використовується програмне регулювання амплітуди та частоти вихідної напруги, що дозволяє здійснювати керування без підстроювання опорної напруги та використання зворотного зв'язку по напрузі. А завдяки зворотному зв'язку по струму система керування може визначити положення поточної робочої точки зовнішньої характеристики перетворювача. Це робить реальною можливість використання даного перетворювача в традиційних додатках застосування перетворювачів частоти, зокрема для пуску та гальмування двигунів змінного струму.

Проте, досі не проведено дослідження динаміки та удосконалення закону керування для здійснення плавної зміни частоти в широкому діапазоні, тому ці питання формують подальший напрямок досліджень, метою яких є впровадження перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням, який поєднує переваги імпульсного характеру регулювання та комутації силових ключів при нульових значеннях струму та напруги, в системах плавного пуску та гальмування електродвигунів змінного струму.

Висновки за розділом 4

1. Побудовано імітаційну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з часо-імпульсним регулюванням. Імітаційне моделювання показало, що розроблений закон керування дозволяє синтезувати бажану форму часової характеристики вихідної напруги з низьким коефіцієнтом гармонік як для активного ($THD = 2,5 \%$) так і для активно-індуктивного ($THD = 3,43 \%$) навантаження.

2. Імітаційне моделювання перетворювача частоти із адаптивною системою керування дозволило також перевірити доцільність зміни власної частоти резонансного контуру (шляхом відмикання додаткового конденсатора від резонансного контуру) з метою покращення гармонічного складу вихідної

напруги при малому значенні струму навантаження чи бажаній напрузі на навантаженні, меншій за розрахункову. Використання додаткового резонансного конденсатора при запропонованому способі управління силовими ключами, дозволяє знизити коефіцієнт гармонік вихідної напруги на 1,35%. Отримані результати моделювання повністю відповідають теоретичним результатам, наведеним в пп. 2–3.

3. Побудовано експериментальний зразок перетворювача частоти на основі резонансного інвертора, що формує вихідну низькочастотну напругу із амплітудою $U_{out_m} = 90$ В та частотою 100 Гц, успішні випробування якого дозволили на реальному пристрої перевірити розроблені теоретичні засади. Отримані експериментальні результати відповідають очікуваним результатам при використанні розробленого закону керування та параметрів елементів перетворювача, розрахованих відповідно до розрахункових залежностей, отриманих в пункті 2.3. Експериментальні випробування перетворювача частоти із адаптивною системою керування продемонстрували розширення робочого діапазону зовнішньої характеристики на 10%.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальне науково-практичне завдання удосконалення перетворювачів частоти та отримано нові науково обґрунтовані теоретичні та практичні результати, що стосуються побудови перетворювачів з проміжною високочастотною резонансною ланкою та часо-імпульсним керуванням. Це дозволило забезпечити підвищення енергетичної ефективності з одночасним забезпеченням електромагнітної сумісності перетворювача зі споживачем та мережею при широкому діапазоні зміни навантаження.

1. В результаті аналізу особливостей існуючих перетворювачів частоти, їх схем та способів регулювання вихідної напруги обґрунтовано доцільність подальшого розвитку теорії резонансних перетворювачів частоти на основі досліджень електромагнітних процесів в їх силових колах при імпульсному регулюванні та обрано структуру перетворювача частоти, що поєднує переваги імпульсного регулювання та м'якої комутації силових транзисторів.

2. Удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора, який поєднує переваги імпульсного характеру регулювання та комутації силових ключів при нульових значеннях струму та напруги, в частині опису електромагнітних процесів за рахунок введення комутаційних послідовностей силових ключів, що дозволило отримати характеристики електромагнітних процесів в резонансному контурі та тривалості міжкомутаційних етапів, при яких забезпечується близька до синусоїдної форма високочастотних імпульсів, що в свою чергу забезпечує низький рівень динамічних втрат перетворювача при часо-імпульсному регулюванні вихідної напруги.

3. Удосконалено математичну модель перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням в частині визначення функціоналу високочастотних імпульсів за рахунок введення співвідношень між середнім значенням напруги високочастотного імпульсу за інтервал часу між

комутаціями основних ключів інвертора і бажаного середнього значення вихідної напруги за цей інтервал, що дозволяє розраховувати комутаційні послідовності силових ключів для часо-імпульсної модуляції. Обґрунтовано межі застосування визначеного функціоналу та оцінено похибку його застосування при різних співвідношеннях амплітуд резонансного та вихідного струмів, визначено її гранично допустиме значення 0,0001, що відповідає значенню коефіцієнта струму , яке дозволило встановити праву граничну точку жорсткої ділянки зовнішньої характеристики, при якій виконується розроблений закон керування.

4. Отримано розрахункові залежності параметрів елементів схеми за умови балансу енергії в ПЧ, при яких забезпечується робота перетворювача в режимі мінімальних комутаційних втрат та формується вихідна низькочастотна напруга бажаної форми, амплітуди і частоти із низьким коефіцієнтом гармонік, що дозволяють здійснити розрахунок параметрів реактивних елементів перетворювача, при яких забезпечується робочий (жорсткий) діапазон зовнішньої характеристики ПЧ.

5. Визначено закон часо-імпульсного керування резонансним інвертором, який дозволяє сформувати задану форму напруги на виході з коефіцієнтом гармонік $\text{THD} = 2,5 \%$ при активному навантаженні та $\text{THD} = 3,43 \%$ при активно-індуктивному навантаженні та забезпечити регулювання вихідної напруги перетворювача з мінімальними комутаційними втратами і жорсткою зовнішньою характеристикою.

6. Побудовані імпульсні характеристики вихідного фільтра перетворювача частоти на основі резонансного інвертора показали, що їх ділянки майже збігаються з бажаною кривою вихідної напруги, що підтверджує адекватність отриманих аналітичних залежностей та їх можливе використання під час проектування перетворювача частоти. Також проведено аналіз динамічних та статичних втрат енергії пристрою та здійснено порівняльну оцінку потужності втрат енергії перетворювача з м'якою та жорсткою комутацією силових транзисторів, які показали, що ККД пристрою з м'якою комутацією на 3%

вищий порівняно із перетворювачем з жорсткою комутацією силових транзисторів.

7. Розроблено нову адаптивну систему формування вихідної синусоїдної напруги дволанкового статичного перетворювача частоти, яка реалізує часо-імпульсне регулювання за розробленим законом або дискретну зміну власної частоти резонансного контуру в залежності від рівнів вихідних напруги чи струму і тим самим забезпечує вирішення задач управління в режимі реального часу з урахуванням параметрів і характеру навантаження та напруги на вході резонансного інвертора. Використання додаткового резонансного конденсатора для зміни власної частоти резонансного контуру при запропонованому способі управління силовими ключами дозволило знизити коефіцієнт гармонік вихідної напруги на 1,35%.

8. Проведено аналіз статичних характеристик перетворювача та розроблено алгоритм роботи адаптивної системи керування ПЧ, що дозволяє змінити параметри резонансного контуру резонансного інвертора чи скоректувати закон часо-імпульсного керування, за рахунок чого забезпечується вихідна напруга з низьким коефіцієнтом гармонік не тільки в робочому діапазоні зовнішньої характеристики перетворювача, але і за його межами.

9. Створено експериментальний зразок перетворювача частоти із мікропроцесорною адаптивною системою керування, успішні випробування якого дозволили перевірити приведені в роботі теоретичні результати. Отримані експериментальні результати відповідають очікуванню при використанні розробленого закону керування та параметрів елементів перетворювача, розрахованих відповідно до розрахункових залежностей (2) – (4). Експериментальні випробування перетворювача частоти із адаптивною системою керування продемонстрували розширення робочого діапазону зовнішньої характеристики на 10%.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Аитов И. Тиристорные источники питания для ответственных электротехнологических установок [Текст] / И. Аитов, Р. Зиннатуллин // Силовая электроника, 2008. – № 2. – сс. 74 - 78.
2. Бар В. И. Электротехнические установки и их источники питания: Учебное пособие для вузов по спец. «Промышленная электроника» [Текст] / В. И. Бар. – Тольятти: ТГУ, 2002. – 105 с.
3. Барутсков И. Б. Гармонические искажения при работе преобразователей частоты [Текст] / И. Б. Барутсков, С. А. Вдовенко, Е. В. Цыганков // Главный энергетик, 2011. – сс. 5 – 15.
4. Бернштейн И. Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока [Текст] / И. Я. Бернштейн. – М: «Энергия», 1968. – 88 с.
5. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование [Текст] / М. Браун – Киев: «МК-Пресс», 2007. – 288 с.
6. Бронштейн И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов [Текст] / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. — М.: Наука, 1986. – 544 с.
7. Валиуллина З. Исследование тиристорных преобразователей частоты для установок индукционного нагрева металлов [Текст] / З. Валиуллина, Ю. Зинин // Силовая электроника, 2007. – № 2. – сс. 93 - 96.
8. Винниченко И. Л. Преобразователи частоты с нелинейным регулированием выходного напряжения [Текст] / И. Л. Винниченко / Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції з міжнародною участю «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2015».- Миколаїв: ІАЕ НУК, 2015. - сс. 17-18.
9. Винниченко И. Л. Структура преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием [ел. рес.] / И. Л. Винниченко / «Автоматика та електротехніка» (підсумки всеукраїнської

науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю). – 2014.

10. Вінниченко І. Л. Алгоритм керування перетворювачем частоти зі зниженим коефіцієнтом гармонік вихідної напруги [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2016. – сс. 9-10.

11. Вінниченко І. Л. Енергоефективний алгоритм керування резонансним перетворювачем частоти [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2017. – сс. 5-7.

12. Горяшин Н. Н. Анализ эффективности использования резонансных режимов в импульсных высокочастотных преобразователях напряжения [Текст] / Н. Н. Горяшин // Вестник СибГАУ. – 2009. – №1-2. – сс.32-37.

13. Григораш О. В. Преобразователи частоты с улучшенными техническими характеристиками [Текст] / Григораш О. В., Денисенко Е. А., Корзенков П. Г., Бондарчук А. В. // Политематический сетевой электронный научный журнал Кубанского государственного аграрного университета, 2016. – № 115. – сс. 1 – 13.

14. Денисов А. И. Квазирезонансные импульсные преобразователи в системах прецизионного электропривода малой мощности [Текст] / А. И. Денисов, А. С. Ревко. // Технічна електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки, ч. 2., 2004. – с. 79 – 82.

15. Джюджи Л. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: теория, характеристики, применение [Текст] / Л. Джюджи, Б. Пелли. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.

16. Земан С. Анализ импульсно-модуляционных способов регулирования последовательного резонансного инвертора [Текст] / С. Земан, А. Осипов, А. Глушков // Силовая электроника, 2007. – № 4. – сс. 88 - 91.

17. Зиновьев, Г. С. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники (электроэнергетический аспект) [Текст] / Г.С. Зиновьев - Учеб. пособие. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. - 91 с.
18. Карлов Б. Современные преобразователи частоты: методы управления и аппаратная реализация [Текст] / Б. Карлов, Е. Есин // Силовая электроника, 2004. – № 1. – сс. 50 – 54.
19. Колпаков А. Проблемы электромагнитной совместимости мощных импульсных преобразователей напряжения [Текст] / А. Колпаков, Л. Журавлев // Силовая электроника, 2006. – № 2. – сс. 40-45.
20. Куликова Л. В. Теоретические аспекты эффективности внедрения систем с частотно-регулируемым электроприводом / Л. В. Куликова, А.Л. Андронов // Ползуновский альманах, 2004. – №1. – сс. 104-109.
21. Кухтецкий С.В. Цифровой модулятор плотности импульсов для регулирования мощности инвертора [эл. ресурс] / С.В. Кухтецкий / 2010. Режим доступа: <http://www.icct.ru/sites/default/files/Invertor-03.pdf>
22. Ланин В. Технология и оборудование ультразвуковой очистки изделий электроники [Текст] / В. Ланин, В. Томаль // Технологии в электронной промышленности, 2007. – № 8. – сс. 60-64.
23. Лукутин Б. В. Силовые преобразователи в электроснабжении [Текст] / Б. В. Лукутин, С. Г. Обухов. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – 144 с.
24. Маморцев С. В. Технология мягкой коммутации транзисторов в преобразователе постоянного напряжения в постоянное / С. В. Маморцев, Г. Я. Михальченко [Текст] // Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь, 2013. – сс. 24 – 27.
25. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника, [Текст] / В. И. Мелешин. - Москва: Техносфера, 2005. – 632с.
26. Павлов Г. В. Адаптивная система управления преобразователем частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, М. В. Покровский // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2018 р. – № 5. – с. 39–43.

27. Павлов Г. В. Математическая модель последовательно-параллельного резонансного преобразователя с фазовым регулированием [Текст] / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, М.В. Покровский, Е.В. Никитина // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Проблеми сучасної електротехніки”. – Алушта: ІЕД НАНУ. Ч.ІІ. – 2007.– сс.10-15.
28. Павлов Г.В. Математична модель перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням [Друк] / Г.В. Павлов, І.Л. Вінниченко // Мікросистеми, електроніка та акустика. – Миколаїв: НУК, 2018. – Вип.23, № 2. – сс. 30-36. DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.132781
29. Павлов Г. В. Метод обобщенного анализа стационарных процессов резонансных преобразователей [Электронный ресурс] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Вісник НУК, вип. 3, 2014. Режим доступа: <http://evn.nuos.edu.ua/article/view/48925/45153>
30. Павлов Г. В. Мікропроцесорні системи управління резонансними перетворювачами постійної напруги [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, О. В. Нікітіна, М. В. Покровський. – Миколаїв: НУК, 2010. – 156 с.
31. Павлов Г. В. Нелинейное управление резонансным инвертором преобразователя частоты [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Збірник наукових праць Інституту електродинаміки НАНУ. – К.: ІЕД НАНУ, 2015. – Вип. 42. – сс. 96-100.
32. Павлов Г. В. Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів: монографія [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, О. В. Нікітіна, М. В. Покровський. – Миколаїв: НУК, 2013. – 372 с.
33. Павлов Г. В. Преобразователь частоты с пониженным коэффициентом гармоник выходного напряжения [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, А. В. Обрубов // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2016 р. – № 5. – с. 14–16. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.038>
34. Павлов Г. В. Резонансный преобразователь с дозированной передачей энергии для низковольтных сетей распределенного питания [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко // «Технічна електродинаміка». –

К: ІЕД НАНУ, 2016 р. – № 4. – с. 38–40. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2016.04.038>

35. Павлов Г. В. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги [Текст] / Г. В. Павлов, М. В. Покровський, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Патент України на корисну модель №107219, 2016, бюл. № 10/2016.

36. Павлов Г. В. Сравнение характеристик резонансных преобразователей при различных способах регулирования с использованием имитационных моделей [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, Е. В. Никитина, Т. В. Щербинин // «Техн. електродинаміка», тем. вип. «Силова електроніка та енергоефективність» ч.1. – К.:ІЕД НАНУ, 2010. – сс. 97-102.

37. Павлов Г. В. Электромагнитные процессы и параметры накопительных элементов в резонансном инверторе с нелинейным регулированием [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / «Судостроение и морская інфраструктура». – Николаев: НУК, 2015. – №2(4). – сс. 96-107.

38. Павлов Г. В. Энергосберегающие технологии в преобразовательной технике на основе резонансных инверторов [Текст] / Г. В. Павлов, Е. В. Никитина, А. В. Обрубов // Матеріали І МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». – Миколаїв: НУК, 2010. – сс.397-399.

39. Павлов Г. В. Анализ структур силовой части систем бесперебойного питания [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко. / Матеріали VI МНТК Інновації в суднобудуванні та океанотехніці, 2015, с. 343 – 344.

40. Павлов Г. В. Моделирование резонансно-импульсного инвертора напряжения [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Матеріали V МНТК Інновації в суднобудуванні та океанотехніці, 2014, с. 425 - 427.

41. Павлов Г. В. Преобразователь частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Вісник НТУ "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – вип. 12 (1121), 2015. – сс. 490-494.

42. Павлов, Г.В. Математическая модель последовательно-резонансного преобразователя с релейным регулированием [Текст]. / Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Силовая электроника та енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. I. – 2002. – С. 55-58.

43. Павлов, Г.В. Особенности энергообмена в последовательно-резонансных преобразователях [Текст]. / Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В. // Технічна електродинаміка, 1999 №6.

44. Павлов, Г.В. Порівняння ефективності резонансних перетворювачів різних топологій при роботі у широкому діапазоні вхідних напруг [Текст]. / Павлов Г.В., Нікітіна О.В., Щербинін Т.В. // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці: матеріали Другої міжнародної науково-технічної конференції. - Миколаїв: НУК, 2011. – с. 549-554.

45. Павлов, Г.В. Резонансні перетворювачі в пристроях суднової автоматики і системах управління [Текст]. / Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровський М.В. // Миколаїв: УДМТУ, 2003.

46. Павлов, Г.В. Линеаризованная математическая модель последовательно-резонансного преобразователя [Текст]. / Павлов Г.В., Обрубов А.В. // Электроника и связь. - К.: НТУУ “КПИ” – 2003. – №19 – С. 20-24.

47. Павлов, Г.В. Математическая модель последовательно-параллельного резонансного преобразователя с фазовым регулированием [Текст]. / Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Силовая электроника та енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. III. – 2007. – С. 86-91.

48. Патент РФ 2354033 МПК H02M3/335. Резонансный преобразователь постоянного напряжения с пониженными коммутационными потерями [Текст]. / Иванов А.Л., Шепелин А.В. - №2354033, опубл. 27.04.2009.

49. Петров Д. Применение современных преобразователей частоты [Текст] / Д. Петров // Силовая электроника, 2005. – № 1. – сс. 62 – 66.

50. Полищук А. Высокоэффективные источники питания высокого напряжения для радиопередающих устройств СВЧ [Текст] / А. Полищук // Силовая электроника, 2004. – № 2. – сс. 66 - 70.
51. Пронин М. В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) [Текст] / М.В.Пронин, А.Г.Воронцов. – СПб: ОАО «Электросила», 2003. – 172 с.
52. Резников С. Б. Многофазные циклоконверторы с коррекцией коэффициента мощности для систем электроснабжения полностью электрифицированных самолетов [Эл. ресурс] / С. Б. Резников, В. В. Бочаров, А. Б. Корнилов // Труды МАИ, 2011. – Вып. 71. Режим доступа: www.mai.ru/science/trudy/
53. Рогинская Л. Э. Резонансный преобразователь частоты для питания разрядноимпульсных электротехнологических комплексов [Текст] / Л. Э. Рогинская, Ю. В. Рахманова, С. В. Шапиро // Электротехнические и информационные комплексы и системы, 2013. – № 4, т. 9. – сс. 36 – 48.
54. Розанов, Ю.К. Высокочастотная коммутация электрических цепей с резонансными контурами - перспективное направление преобразовательной техники [Текст]. / Розанов Ю.К., Никифоров А.А. // Электротехника. - 1991. - №6. - С.20-28.
55. Руденко, В.С. Основы преобразовательной техники [Текст]. / Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. // М.: Высш. шк., 1980. – 418 с.
56. Сигорский В. П. Математический аппарат инженера [Текст] / В. П. Сигорский. – К.: «Техніка», 1977. – 768 с.
57. Силкин Е. Реализация и способы управления вентилями в инверторах тока преобразователей частоты для установок индукционного нагрева и плавки металлов [Текст] / Е. Силкин // Силовая электроника, 2007. – № 3. – сс. 104 – 114.
58. Четти П. Проектирование ключевых источников питания [Текст] / П. Четти. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.

59. Шейкин М. Минимум компонентов, максимум качества интегрированные решения для источников питания [Текст] / М. Шейкин // Электроника: наука, технология, бизнес, 2011. – № 7. – сс. 48 – 56.
60. Шило А. Преобразователь частоты для асинхронных двигателей CFM210 [Текст] / А. Шило // Электрик, 2009. – сс. 108 – 113.
61. Эраносян С. Квазирезонансные источники питания: проблемы, новый взгляд [Текст] / С. Эраносян, В. Ланцов // Силовая электроника, 2007. – № 3. – сс. 78 - 84.
62. Юрченко, О.М. Модель резонансного транзисторного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією / О.М. Юрченко, В.Я. Гуцалюк, П.Ю. Герасименко, І.О. Слесаревський // «Технічна електродинаміка» № 1, 2011. – с.с. 24 – 30.
63. Яров В. М. Полупроводниковые преобразователи частоты для индукционного нагрева [Текст] / В. М. Яров, В. П. Терехов, А. Н. Ильгачев. – Чебоксары: из-тво Чуваш. унив-та, 2005. – 225 с.
64. Яров В. Преобразователь частоты для индукционного нагрева под индукционную пайку [Текст] / В. Яров, И. Кудров // Силовая электроника, 2004. – № 2. – сс. 86-87.
65. Яров В. Преобразователь частоты для индукционной пайки [Текст] / В. Яров, И. Кудров // Силовая электроника, 2004. – № 2. – сс. 86 - 87.
66. Alesina, A. Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct ac-ac converters [Text] / A. Alesina, M. Venturini // IEEE Transactions on Power Electronics, January 1989. – vol. 4. – no 1. – p.p. 101 – 112.
67. Amjad M. Analysis and implementation of transformerless LCL resonant power supply for ozone generation [Text] / M. Amjad, Z. Salam, M. Facta, S. Mekhilef // IEEE transactions on power electronics, 2013. – Vol. 28, No. 2. pp. 650 – 660.
68. Bhowmik, P. K. Center-point-clamped ac-ac direct power converter with considerations for input side filter [Text] / P. K. Bhowmik, M. D. Manjrekar // IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics

Conference (COBEP/SPEC) Proceedings, 2015. – DOI: 10.1109/COBEP.2015.7420131. – 6 p.

69. Boglietti, A. An accurate high frequency model of ac PWM drive systems for EMC analysis [Web materials] / A. Boglietti, E. Carpaneto // Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=955619>

70. Bonaldo J.P. Spectral Analysis of Square-wave Pulse Density Modulation: An Analytical Approach [Text] / J.P. Bonaldo, J.A. Pomilio // International Journal of Engineering Research and Applications, 2013. – Vol. 3(2). – pp.385-391.

71. Bose B. Modern power electronics and AC drives [Text] / Bimal Bose. Prentice-Hall Inc., 2002, 738 p.

72. Cavdar U. Ultra high frequency induction welding of powder metal compacts [Web materials] / U. Cavdar, I. Gulsahin // Revista de Metalurgia, 2014. – Vol. 50, Issue 2. – doi: <http://dx.doi.org/10.3989/REVMETALM.016>

73. Corzine, K. A. Analysis of a Four-Level DC/DC Buck Converter [Text] / K. A. Corzine, S. K. Majeethia // IEEE Transactions on Industry Applications. - Vol. 36. - No. 5. – 2000. – pp. 1342 – 1350.

74. Dong, W. Efficiency considerations of load side soft-switching inverters for electric vehicle applications [Web materials] / W. Dong, J.-Y. Choi, Y. Li, H. Yu, J. Lai, D. Boroyevich, F. C. Lee // Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=822818>

75. Drobnik J. High frequency alternating current power distribution [Text] / J. Drobnik, Proc. IEEE INTELEC'94, Vancouver, BC, Canada, 1994, pp. 292–296.

76. Dujic, D. Harmonic losses of multi-phase PWM inverter-fed drives [Text] / D. Dujic, E. Levi, M. Jones // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. – 2009. - pp. 861-868.

77. Facta M. A new type of planar chamber for high frequency ozone generator system [Text] / M. Facta, Z. Salam, Z. Buntat // Advanced Materials Research, 2014. – Vol. 896. – pp. 726-729.

78. Facta M. Simple resonant power converter supplied by photovoltaic for ozonizer [Text] / M. Facta, Z. Salam // Proceeding of the Electrical Engineering Computer Science and Informatics, 2014. – Vol. 1. – pp. 315-318.
79. Fujita H. Pulse-density-modulated power control of a 4kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications [Text] / H. Fujita, H. Akagi // IEEE transactions on industry applications, 1996. - Vol. 32. - №2 – pp. 279 – 286.
80. Gorbanenko V. M. Heat-power working regimes of a high-frequency (0.44 MHz) 1000-kW induction plasmatron [Text] / V. M. Gorbanenko, G. A. Farnasov, A. B. Lisafin // Russian Metallurgy (Metally), 2015. – Vol. 2015, I. 12. – pp.957-961.
81. Hafiz, Furqan Ahmed. A novel buck-boost ac-ac converter with inverting and non-inverting operation and no commutation problem [Text] / Hafiz Furqan Ahmed, Honnyong Cha, Zeeshan Aleem, Ashraf Ali Khan, and Heung-Geun Kim // 9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, June 2015. – p.p. 920-926.
82. Hobraiche J. A comparison between pulse width modulation strategies in terms of power losses in a three-phased inverter - application to a starter generator [Web materials] / J. Hobraiche, J.P. Vilain, M. Chemin. – 2004. Retrieved from http://www.utc.fr/lec/Publications/2004/epe_jh.pdf.
83. Ibrahim K. Variable frequency converter based voltage and frequency regulation of induction generator for stand-alone system application [Web materials] / K. Ibrahim, R. Leidhold // AFRICON, 2015. – pp. 1-5. doi: 10.1109/AFRCON.2015.7331969
84. Inayathullaah M. A. Single phase high frequency ac converter for induction heating application [Text] / M. A Inayathullaah, R. Anita // International Journal of Engineering Science and Technology, 2010. – Vol. 2(12). – pp. 7191-7197.
85. Jacobina, C. B. Reversible ac drive systems based on parallel ac-ac dc-link converters [Text] / C. B. Jacobina, E. C. dos Santos Jr., B. de S.Gouveia, E. R. C. da Silva // IEEE Transactions on Industry Applications, 2010. Vol. 46(4). – pp. 1456 – 1467.

86. Jain P. Asymmetrical pulse-width-modulated resonant dc/dc converter topologies [Text] / P. Jain, A. St-Martin, G. Edwards, IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, May 1996, pp.413–422.

87. Jensen U. B. A new control method for 400Hz ground power units for airplanes [Text] / U. B. Jensen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen // IEEE Transactions on industry applications, 2000. – 36(1). –pp. 180-187.

88. Keeping S. The Advantages of Pulse Frequency Modulation for DC/DC Switching Voltage Converters [Web materials] / S. Keeping. 2014. Available at <http://www.digikey.ca/en/articles/techzone/2014/mar/the-advantages-of-pulse-frequency-modulation-for-dc-dc-switching-voltage-converters>

89. Khosravi M. Sine-wave three phase resonance inverter for operation of renewable energy systems [Text] / M. Khosravi // Journal of Applied Sciences and Environmental Management, 2014. – 18(3). – pp. 515-521.

90. Kurokawa M. Loss analysis and evaluations of voltage source three-phase soft switching inverter using auxiliary resonant dc link circuit assisted lossless capacitor [Text] / M. Kurokawa, Y. Konishi, H. Iwamoto and M. Nakaoka // Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129). – Vol. 4. 2000. - pp. 2164-2168.

91. Lai, J.-S. An improved resonant dc link inverter for induction motor drives [Text] / J.-S. Lai, B. K. Bose // IEEE Transactions on Power Electronics. - Vol. 6. - No. 3. – 1991. – pp. 504-513.

92. Mansourpour S. Novel method to produce constant output voltage and frequency from variable magnitude/frequency input utilizing matrix converter for VSCF application [Web materials] / S. Mansourpour, H. Ziar, A. Salimi and E. Afjei // 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), Sharjah, 2011. – pp. 1-5. doi: 10.1109/EPECS.2011.6126798

93. Mihret M. Modeling and analysis of an ac-ac matrix converter feeding an induction motor [Text] / M. Mihret, O. Ojo // Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2011. – pp. 1902-1909.

94. Moon J.-D. Discharge and ozone generation characteristics of a ferroelectric-ball/mica-sheet barrier [Web materials] / J.-D. Moon, S.-T. Geum // IEEE Transactions on Industry Applications, 1998. – Vol. 34(6). – pp. 1206 – 1211. DOI: 10.1109/28.738975.
95. Novák J. EMC specific problems of frequency converters used at interlocking device [Text] / J. Novák, R. Doleček, O. Černý // Radioengineering, 2009. – Vol. 18, No. 4. – pp. 606 – 610.
96. Ogiwara, H. High-frequency induction heating inverter with multi-resonant mode using newly developed normally-off type static induction transistor [Text] / H. Ogiwara, M. Hayakawa, T. Nishimura and M. Nakaoka // Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE. – 1993. - pp. 1017-1023.
97. Park K. Eliminating weldlines of an injection-molded part with the aid of high-frequency induction heating [Text] / Park K., D. H. Sohn, K. H. Cho // Journal of Mechanical Science and Technology, 2010. – Vol. 24(1). – pp. 149-152.
98. Pavlov G. Electromagnetic processes in the power section of the series-to-series resonant converter for contactless inductive energy transfer [Text] / G. Pavlov, M. Pokrovskiy, A. Obrubov, I. Vinnichenko // Shipbuilding and Marine Infrastructure. Mykolaiv: NUS, 2017. – No. 2(8). – pp. 70-76, doi: 10.15589/SMI20170214
99. Pavlov G. Research of the interrelationship between the frequency converter on the basis of the resonant inverter with nonlinear control power unit parameters and its load [Text] / G. Pavlov, I. Vinnichenko, M. Pokrovskiy // Conference Proceedings of 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), May 29 – June 2 2017, pp. 554-559. DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100300/
100. Pavlov G. The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals [Text] / G. Pavlov, A. Obrubov, I. Vinnichenko // Conference proceedings of IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), June 7-11 2016, pp. 221-225. DOI: 10.1109/IEPS.2016.7521879

101. Pavlov G. The mathematical model of resonant frequency converter with pulse regulation [Text] / G. Pavlov, I. Vinnichenko // Shipbuilding and Marine Infrastructure. – Mykolaiv: NUS, 2018. – No. 1(9). – pp. 21-28. DOI: 10.15589/SMI.2018.01.03
102. Pressman A. I. Switching power supply design [Text] / A. I. Pressman, K. Billings, T. Morey. – New York: McGraw-Hill, 2009. – 841 p.
103. Quaicoe, J. E. A clamped ac-ac frequency converter for induction heating [Text] / J. E. Quaicoe, S. B. Dewan // IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-22, No. 6, 1986. – pp. 1018 - 1026.
104. Rashid, M. H. Power Electronics Handbook (Second Edition). Devices, Circuits, and Applications [Text]/ Muhammad H. Rashid. – Elsevier Inc, 2007. – 837p.
105. Rubavathy J. Class D Series Resonant Inverter with PDM Scheme For Induction Heating Application [Text] / J. Rubavathy, P. Murugesan // International Journal of Applied Engineering Research, 2016. – Vol. 11(6). – pp 3819-3827.
106. Seok-Eon Joung S.-E., Byung-Gun Park, Dong-Seok Hyun, etc. An improved synchronization control scheme of a low cost 400Hz power supply for no-break power transfer [Text] / S.-E. Joung, B.-G. Park, D.-S. Hyun // IEEE 7th international conference on power electronics, 2007. – pp. 554-557.
107. Singh N. Delta-Modulated AC–AC Converter for PM WECS [Text] / N. Singh, V. Agarwal // IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015. – Vol. 11, no. 6. – pp. 1422-1434. doi: 10.1109/TII.2015.2489161
108. Singh N. Performance improvement and loss minimization of variable to constant frequency AC/AC converter for wind energy system [Web materials] / N. Singh, V. Agrawal // Annual IEEE India Conference (INDICON), Mumbai, 2013. – pp. 1-6. doi: 10.1109/INDCON.2013.6725857
109. Shi L. Comparison of solid-state frequency converter and rotary frequency converter in 400Hz power system / L. Shi, C. Shan, X. Wu, N. Zhao // International Conference on Electrical Machines and Systems, 2011. – pp. 1-5. doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073791

110. Skibinski, G. EMI emission of modern PWM ac drives [Text] / G. Skibinski, R. Kerkman, D. Schlegel // IEEE Industry Applications Magazine. – 1999. pp. 47-81.
111. Sladeczek V. Applications of Resonant and Soft Switching Converters [Text] / V. Sladeczek, P. Palacky, T. Pavelek, and P. Hudecek // PIERS Proceedings, 2011. – pp. 1434 – 1437.
112. Steigerwald, R. I. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies [Text] / R.I. Steigerwald// IEEE APEC, 1987. – pp. 135-144.
113. Taha M. H. Variable frequency to constant frequency converter (VFCFC) for aircraft applications [Text] / M. H. Taha, D. Skinner, S. Gami, M. Holme, G. Raimondi // International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2002. – pp. 235-240.
114. Taştan M.. (2015) Comparative energy consumption analyses of an ultra high frequency induction heating system for material processing applications [Web materials] / M. Taştan, H. Gökozan, S. Taşkin, U. Çavdar // Rev. Metal., 2015. Vol. 51(3). – doi: <http://dx.doi.org/10.3989/revmetalm.046>.
115. Wang Chien-Ming, A Series-Resonant DC/AC Inverter for Impedance-Load Drives [Text] / Chien-Ming Wang, Guan-Chyun Hsich // IEEE Transactions on power electronics, Vol. 16, No. 3, May 2001. – pp. 325-334.
116. Wen, B. Comparison of three-phase ac-ac matrix converter and voltage dc-link back-to-back converter topologies based on EMI filter [Web materials] / B. Wen, X. Zhang, Q. Wang, R. Burgos, P. Mattavelli, D. Boroyevich // Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6647050>
117. Witulski A.F. Steady-state analysis of the series resonant converter [Text] / Witulski A.F., Erickson R.W. // IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems, 1985. – Vol. AES-21, No.6. – pp. 791-799.
118. Xia Y. Optimal variable switching frequency scheme to reduce combined switching loss and inductor core loss of single phase grid connected inverter [Text] / Y. Xia, R. Ayyanar // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015. – pp. 1534-1540.

ДОДАТОК 1

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті у фахових виданнях

1. Павлов Г. В. Электромагнитные процессы и параметры накопительных элементов в резонансном инверторе с нелинейным регулированием [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / «Судостроение и морская инфраструктура». – Николаев: НУК, 2015. – №2(4). – С. 96-107. DOI 10.15589/SMI.2015.02.02.

2. Павлов Г. В. Адаптивная система управления преобразователем частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, М. В. Покровский // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2018 р. – № 5. – С. 39–43 (видання України, що входить до міжнародної наукометричної бази **Scopus**).

3. Pavlov H. The mathematical model of resonant frequency converter with pulse regulation [Print] / H. Pavlov, I. Vinnychenko / Shipbuilding and Marine Infrastructure, no. 1(9), 2018, p. 21-28. DOI: 10.15589/SMI.2018.01.03.

4. Павлов Г.В. Математична модель перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з часо-імпульсним керуванням [Друк] / Г.В. Павлов, І.Л. Вінниченко // Мікросистеми, електроніка та акустика. К: КПІ імені Ігоря Сікорського, 2018. – Вип.23. – № 2. – С. 30-36. DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.132781 (видання України, що входить до міжнародної наукометричної бази **Index Copernicus**).

5. Pavlov H. Electromagnetic processes in the power section of the series-to-series resonant converter for contactless inductive energy transfer [Print] / H. Pavlov, A. Obrubov, M. Pokrovskiy, I. Vinnychenko / Shipbuilding and Marine Infrastructure, no. 2(8), 2017, p. 70-76. DOI 10.15589/SMI20170214.

6. Павлов Г. В. Метод обобщенного анализа стационарных процессов резонансных преобразователей [Електронний ресурс] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Вісник НУК, вип. 3, 2014. Режим доступу:

Патент України

7. Павлов Г. В. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги [Текст] / Г. В. Павлов, М. В. Покровський, А. В. Обрубов, І. Л. Винниченко / Патент України на корисну модель №107219, 2016, бюл. № 10/2016.

Статті в інших виданнях України

8. Павлов Г. В. Преобразователь частоты с пониженным коэффициентом гармоник выходного напряжения [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, А. В. Обрубов // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2016 р. – № 5. – С. 14–16.

9. Павлов Г. В. Преобразователь частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ "ХПІ", 2015. – Вип. 12 (1121). – С. 490-494.

10. Павлов Г. В. Нелинейное управление резонансным инвертором преобразователя частоты [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – К.: ІЕД НАНУ, 2015. – Вип. 42. – С. 96-100.

11. Павлов Г. В. Резонансный преобразователь с дозированной передачей энергии для низковольтных сетей распределенного питания [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко // «Технічна електродинаміка». – К: ІЕД НАНУ, 2016 р. – № 4. – С. 38–40.

Тези доповідей

12. Pavlov G. Research of the interrelationship between the frequency converter on the basis of the resonant inverter with nonlinear control power unit parameters and

its load [Text] / G. Pavlov, I. Vinnichenko, M. Pokrovskiy // Conference Proceedings of 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), May 29 – June 2 2017, pp. 554-559. DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100300/.

13. Павлов Г. В. Моделирование резонансно-импульсного инвертора напряжения [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубков, И. Л. Винниченко / Матеріали V МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». – Миколаїв: НУК, 2014, с. 342 - 343.

14. Вінниченко І. Л. Енергоефективний алгоритм керування резонансним перетворювачем частоти [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2017. – С. 5-7.

15. Винниченко И. Л. Преобразователи частоты с нелинейным регулированием выходного напряжения [Текст] / И. Л. Винниченко / Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції з міжнародною участю «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2015».- Миколаїв: ІАЕ НУК, 2015. - С. 17-18.

16. Винниченко И. Л. Структура преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием [ел. рес.] / И. Л. Винниченко / «Автоматика та електротехніка» (підсумки всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю). – 2014. Режим доступу: <http://conference.nuos.edu.ua/>.

17. Вінниченко І. Л. Алгоритм керування перетворювачем частоти зі зниженим коефіцієнтом гармонік вихідної напруги [Текст] / І. Л. Вінниченко // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки». – Миколаїв: НУК, 2016. – С. 9-10.

18. Pavlov G. The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals [Text] / G. Pavlov, A. Obrubov, I. Vinnichenko // Conference proceedings of IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), June 7-11 2016, pp. 221-225. DOI: 10.1109/IEPS.2016.7521879.

19. Павлов Г. В. Анализ структур силовой части систем бесперебойного питания [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко. / Матеріали VI МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». – Миколаїв: НУК, 2015. – С. 343 – 344.

ДОДАТОК 2
АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ



НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ
ІНСТИТУТ ІМПУЛЬСНИХ ПРОЦЕСІВ І ТЕХНОЛОГІЙ

проспект Богоявленський, 43А, м. Миколаїв, 54018, Україна,

тел.: (0512) 22-41-13, факс: (0512) 22-61-40

E-mail: office.iipt@nas.gov.ua, iipt@iipt.com.ua, http://www.iipt.com.ua

15. 01. 2018 № 91-49-17

На №

АКТ

застосування результатів досліджень кандидатської дисертації
І. Л. Вінниченко "Перетворювач частоти на основі резонансного
інвертора з нелінійним керуванням "

Високочастотний інвертор з нелінійним керуванням, створений Іриною Вінниченко в ході її дисертаційної роботи, був застосований в Інституті імпульсних процесів і технологій НАН України, як складова частина високовольної системи для дослідження дії розрядних струмів на процес синтезу вуглецевих наноматеріалів. Інвертор, навантаженням якого був високовольний трансформатор, використовувався для утворення нерівноважної плазми в органічних газах за рахунок імпульсів розрядних струмів з керованою скважністю. Інвертор забезпечував необхідну форму імпульсу, а потрібне середньоквадратичне значення розрядного струму забезпечувалось за допомогою запропонованого в дисертаційній роботі Вінниченко І.Л. закону нелінійного керування, що дозволило розширити діапазон регулювання середньоквадратичного розрядного струму в 2 рази та більш детально дослідити вплив параметрів імпульсів розрядного струму на продуктивність синтезу нановуглецю. Результати використання інвертора з нелінійним керуванням в складі високовольного експериментального стенду для синтезу нановуглецю детально викладено в звіті з НДР № держреєстрації 0115U003324 від 26.12.2017.

Директор Інституту імпульсних
процесів і технологій НАН України,
доктор технічних наук, професор



О. Вовченко

В.о. зав. відділу імпульсних
електротехнічних систем,
старший науковий співробітник,
канд. техн. наук

Відповідальний виконавець НДР
№ ДР 0115U003324,
старший науковий співробітник,
канд. техн. наук

Л. Богуславський

А. Сінчук

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. ректора Національного університету

кораблебудування імені адм. Макарова

доктор технічних наук, професор



В.С. Блінцов

2018 р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи Вінниченко І.Л. на
здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук у навчальний процес
Національного університету кораблебудування імені адм. Макарова

Дисертаційна робота Вінниченко І.Л. на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук виконувалась в НУК імені адм. Макарова в рамках науково-дослідних робіт № ДР 0113U000242, № ДР 0115U000304 та № ДР 0117U000346, що фінансувалися з коштів держбюджету Міністерства освіти і науки України.

Основні теоретичні положення дисертаційної роботи Вінниченко І.Л. використовуються у навчальному процесі при підготовці фахівців за спеціальністю 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» кафедрою комп'ютеризованих систем управління Навчально-наукового інституту автоматики та електротехніки НУК імені адм. Макарова.

В курсах лекцій «Комп'ютерна електроніка», «Цифрові та перетворювальні системи» та «Елементи і пристрої автоматики та систем управління» відображені питання дисертаційної роботи, а саме:

- побудова схем перетворювачів частоти на основі дослідження процесів енергообміну в силових колах сприяє формуванню у студентів єдиного підходу до побудови, ідентифікації та аналізу пристроїв сигової електроніки;

- методика розрахунку параметрів елементів схеми імпульсного резонансного перетворювача частоти дає можливість студентам набутти практичного досвіду розрахунку резонансних перетворювачів електроенергії.

Таким чином, внаслідок вивчення зазначених питань у студентів спеціальності «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» формується комплексний підхід до розрахунку та проектування пристроїв перетворювальної техніки.

Результати дисертаційної роботи Вінниченко І.Л. широко використовуються при виконанні дипломного та курсового проектування. Дисертантом поставлено ряд лабораторних робіт по дослідженню перетворювачів електроенергії, що забезпечує поглиблене їх вивчення студентами.

Директор ННІАЕ НУК,
докт. техн. наук, професор

Г.В. Павлов

Завідувач кафедри
комп'ютеризованих систем управління,
канд. техн. наук, доцент

О.О. Черно